

INFORMATION REPORT INFORMATION REPORT

CENTRAL INTELLIGENCE AGENCY

This material contains information affecting the National Defense of the United States within the meaning of the Espionage Laws, Title 18, U.S.C. Secs. 793 and 794, the transmission or revelation of which in any manner to an unauthorized person is prohibited by law.

C-O-N-F-I-D-E-N-T-I-A-L

25X1

COUNTRY	USSR	REPORT	
SUBJECT	Soviet Publications on Radio Engineering and Cartography	DATE DISTR.	12 November 1958
		NO. PAGES	1
		REFERENCES	RD
DATE OF INFO.			
PLACE & DATE ACQ.			

25X1

25X1

SOURCE EVALUATIONS ARE DEFINITIVE. APPRAISAL OF CONTENT IS TENTATIVE

Russian-language periodicals

- a. Trudy Moskovskogo ordena Lenina Energeticheskogo Instituta, Vypusk XXXI, Radiotekhnika (Works of the Moscow Order of Lenin Power Engineering Institute, Issue No. 31, Radio Engineering), 233 pages, published by the State Publishing House for Power Literature, Moscow-Leningrad, 1958. The contents include reports of research completed in 1956 by chairs of the Radio Engineering Faculty of the Institute in such fields as the theory of auto generators, theory of radio reception, question of radio measuring, radio impulse, and wave-guide theory and telemetry.
- b. Sbornik Statey po Kartografii, vypusk 10 (Collection of Articles on Cartography, Issue No. 10), 67 pages, published by the State Publishing House for Technical Literature, 1958.

2. The publications may be treated as UNCLASSIFIED when detached from the covering report.

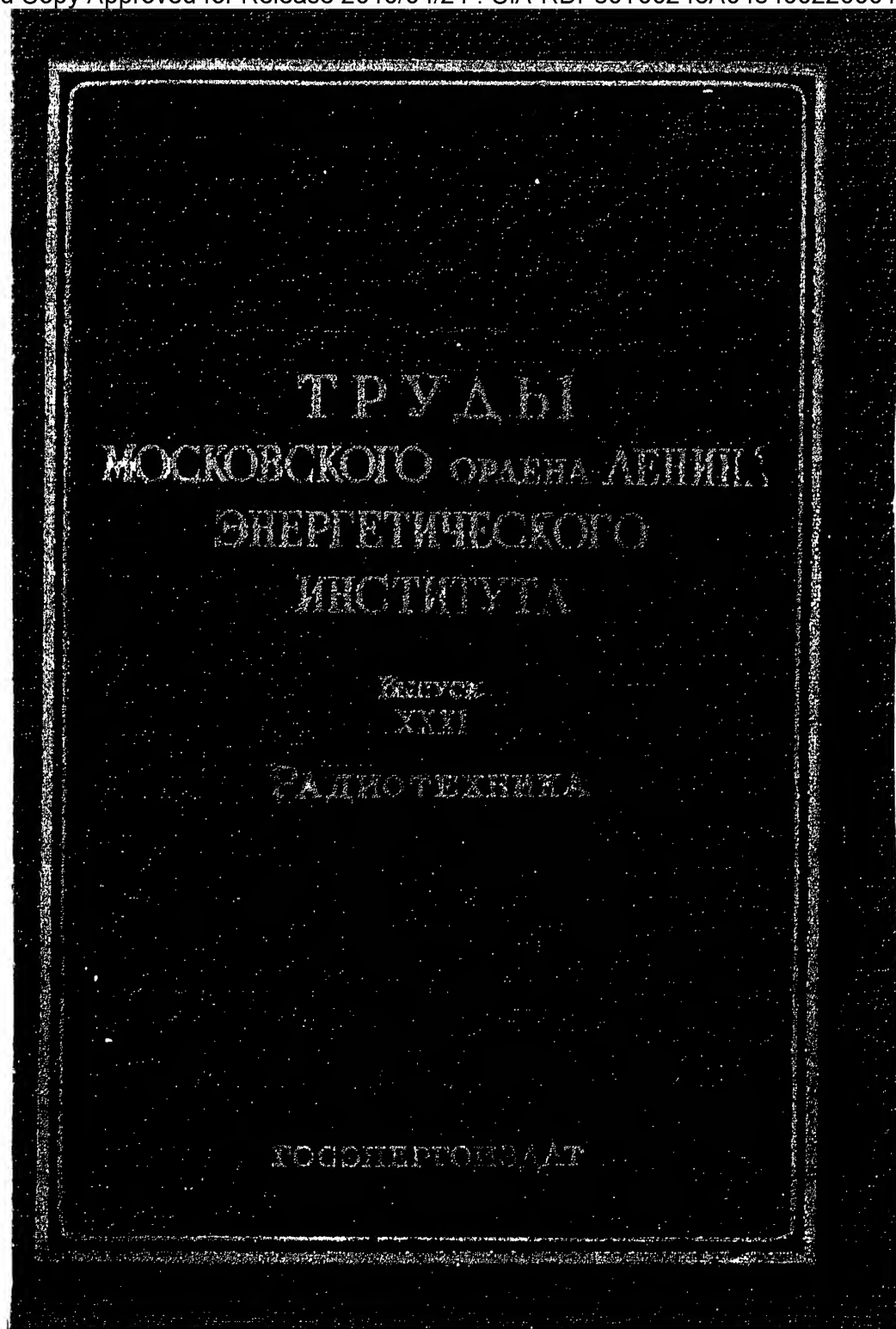
25X1

C-O-N-F-I-D-E-N-T-I-A-L

STATE	X ARMY	X NAVY	X AIR	X FBI	AEC						
-------	--------	--------	-------	-------	-----	--	--	--	--	--	--

(Note: Washington distribution indicated by "X"; Field distribution by "#".)

INFORMATION REPORT INFORMATION REPORT



МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР
МОСКОВСКИЙ ордена ЛЕНИНА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Т Р У Д Ы
МОСКОВСКОГО ордена ЛЕНИНА
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

ВЫПУСК XXXI

РАДИОТЕХНИКА

*Под редакцией доцентов В. Л. ЛЕБЕДЕВА, Г. Т. МАРКОВА
и К. А. САМОЙЛО*

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1958 ЛЕНИНГРАД

А Н Н О Т А Ц И Я

В выпуске публикуются работы, выполненные на кафедрах радиотехнического факультета МЭИ и подготовленные к печати в течение 1956 года. Тематика статей сборника весьма разнообразна: теория автогенераторов, теория радиоприема, вопросы радиоизмерительной, импульсной и волноводной техники, телеметрия.

ВВЕДЕНИЕ

Первый сборник трудов радиотехнического факультета МЭИ был выпущен к пятидесятилетнему юбилею Московского ордена Ленина энергетического института.

Настоящий сборник является вторым и включает работы, выполненные на кафедрах радиотехнического факультета и подготовленные к печати в течение 1956 года.

Статьи сборника освещают некоторые вопросы теории автогенераторов, методов фазовых измерений и телеметрии, теории радиоприемных устройств, а также импульсной и волноводной техники.

Все статьи явились результатами научно-исследовательских работ, проводимых на кафедрах факультета. Часть из них написана на основе защищенных или подготавливаемых к защите диссертаций.

Редколлегия.

К РАСЧЕТУ УСТАНОВЛЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

Канд. техн. наук М. В. Благовещенский.

ВВЕДЕНИЕ

Исследование переходных процессов в автогенераторах имеет большое значение для ряда практических приложений, связанных с импульсной техникой. В литературе по нестационарным процессам в автогенераторах [1, 4, 8, 9] даются решения только некоторых частных задач, не разрабатывается общая методика исследования. В большинстве работ не затрагиваются важные вопросы возникновения начальной амплитуды за счет ударного возбуждения колебательной системы автогенератора, не учитывается автоматическое смещение. Рассмотрение процессов в двухконтурных схемах ведется при недопустимых пренебрежениях.

В настоящей работе излагается общий метод составления уравнения переходного процесса и его приближенного решения. На примерах показано использование описанного метода в практических расчетах.

Уравнение переходного процесса

Нестационарные процессы в автогенераторе возникают при каких-либо манипуляциях со схемой или с источниками питания, имеющих целью получение высокочастотных колебаний, модулированных по определенному закону. В импульсной технике особый интерес представляет генерирование высокочастотных импульсов с прямоугольной (в идеале) огибающей. Для этого анодная цепь, или цепь смещения, питается от источника—модулятора, вырабатывающего импульсы напряжения, близкие по форме к прямоугольным.

Для исследования процесса установления колебаний можно воспользоваться известным [5] укороченным символическим уравнением

$$\bar{U} = \bar{I}_{a1} Z_y,$$

связывающим комплексные амплитуды управляющего напряжения \bar{U} и первой гармоники анодного тока \bar{I}_{a1} через управляющее сопротивление Z_y . Однако при этом остается открытым вопрос о начальной амплитуде, с которой начинается нарастание колебаний. Эту начальную амплитуду, возникающую за счет нестационарного процесса в контуре от действия модулирующего импульса, можно найти обычными приемами электротехники. Но при этом единый физический процесс образования начальной амплитуды и последующего ее нарастания описывается различными уравнениями. Этим процесс искусственно расчленяется на два как бы самостоятельных процесса, что не соответствует действительности.

Удается составить такое уравнение, которое полностью описывает переходный процесс (или, по крайней мере, его первую стадию), то есть возникновение начальной амплитуды и ее дальнейшее нарастание.

При большой скважности модулирующих импульсов, когда нестационарные процессы, вызванные предыдущим импульсом, успеют затухнуть к моменту появления последующего, автогенератор можно рассматривать как неавтономную систему, находящуюся под воздействием внешнего напряжения. Иначе говоря, автогенератор представляется в виде некоторого эквивалентного «пустого» четырехполюсника, на входе которого действует модулирующее напряжение $E(t)$.

За выходное напряжение удобно принять мгновенное значение управляющего напряжения e , которое является линейной комбинацией напряжений на сетке e_c и на аноде e_a и однозначно определяет анодный ток i_a :

$$e = e_c + D e_a,$$

здесь D — проницаемость лампы.

Если $K(j\omega)$ — коэффициент передачи эквивалентного четырехполюсника, символическое уравнение, связывающее входное и выходное напряжения, имеет вид:

$$e(t) = K(j\omega) E(t). \quad (1)$$

На примере одной из возможных схем рассмотрим как составляется выражение для коэффициента передачи $K(j\omega)$. На рис. 1 показан автогенератор по обобщенной трехточечной схеме, модулируемый на анод импульсами, источник которых включен последовательно с сопротивлением Z_1 .

Представим, что в схеме действуют два независимых генератора: генератор напряжения (источник модулирующих импульсов) и генератор тока (анодная цепь лампы). На основании принципа суперпозиции получим управляющее напряжение в виде суммы двух составляющих, каждая из которых вызвана, соответственно, источниками тока и напряжения:

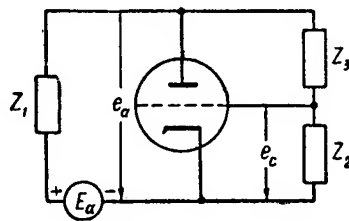


Рис. 1. Автогенератор по обобщенной трехточечной схеме.

$$e = e_i + e_E.$$

Пренебрегая током сетки и инерцией электронов, найдем составляющую e_i , равную произведению анодного тока i_a на управляющее сопротивление Z_y :

$$e_i = i_a Z_y.$$

Напомним, что управляющее сопротивление определяется через коэффициент обратной связи k и сопротивление анодной нагрузки Z_a формулой [7]:

$$Z_y = (k - D) Z_a.$$

Для обобщенной трехточечной схемы k и Z_a равны:

$$k = - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3},$$

$$Z_a = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}.$$

Составляющая e_E связана с модулирующим напряжением $E_a(t)$ безразмерным коэффициентом передачи $\sigma(j\omega)$, который можно найти, выбросив из схемы лампу и определив напряжения на сетке и аноде, вызванные входным напряжением. Для рассматриваемой схемы получается:

$$\sigma = \frac{Z_2 + D(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}.$$

Эта величина удобно выражается через управляющее сопротивление Z_y и сопротивление Z_1 :

$$\sigma(j\omega) = - \frac{Z_y}{Z_1}.$$

Таким образом, символическое уравнение

$$e = Z_y(j\omega) i_a + \sigma(j\omega) E_a$$

вместе с уравнением характеристики лампы

$$i_a = i_a(e)$$

образуют систему, исключив из которой ток i_a , можно получить уравнение процесса относительно напряжения e в форме (1).

В начальной стадии процесса установления управляющее напряжение остается некоторое время положительным. Это позволяет, пользуясь полигональной аппроксимацией характеристики

$$i_a = Se \text{ при } e \geq 0,$$

$$i_a = 0 \text{ при } e \leq 0,$$

(где S — крутизна) записать следующее выражение для коэффициента передачи четырехполюсника, эквивалентного автогенератору:

$$K(j\omega) = \frac{\sigma(j\omega)}{1 - SZ_y(j\omega)}.$$

Выражения $Z_y(j\omega)$ и $\sigma(j\omega)$ для конкретной схемы автогенератора легко составляются на основании приведенных выше соображений.

Решение символического уравнения (1) дает зависимость от времени мгновенного значения управляющего напряжения $e(t)$. Из физических представлений ясно, что это напряжение должно содержать гармоническую составляющую с медленно меняющейся амплитудой и фазой, которая, собственно, и является полезным эффектом работающего автогенератора. Поэтому при решении задачи о переходном процессе достаточно найти только гармоническую составляющую. Это, очевидно, проще сделать, пользуясь одним из приближенных методов.

Ниже описан достаточно простой метод решения, основанный на методе медленно меняющихся амплитуд.

Приближенное решение

Как известно, гармоническое напряжение на выходе линейного четырехполюсника при действии на его входе импульса получается, если четырехполюсник обладает избирательными свойствами. Более детальное исследование четырехполюсника, эквивалентного автогенератору [2], показывает, что он действительно является избирательным, то есть его частотная характеристика имеет резонансный пик на частоте автоколебаний. В литературе описан ряд приближенных методов, позволяющих определить комплексную амплитуду выходного напряжения избирательного четырехполюсника.

Наиболее простым и удобным является метод расчета нестационарных процессов в избирательных четырехполюсниках, разработанный С. И. Евтяновым [6]. Им создан специальный математический аппарат комплексных символических укороченных уравнений, значительно сокращающий выкладки.

В частности, им получена формула для определения комплексной амплитуды выходного напряжения избирательного четырехполюсника $\bar{U}(t)$, имеющего одиночный резонансный пик, при действии на входе его единичного скачка напряжения. Эта формула непосредственно применима к решению стоящей перед нами задачи в случае бесконечно короткого фронта модулирующего импульса:

$$\bar{U}(t) = \frac{2}{\omega_0} d/dt \bar{B}(t), \quad (2)$$

здесь: ω_0 — резонансная частота четырехполюсника;

$\bar{B}(t)$ — комплексная амплитуда напряжения на выходе того же четырехполюсника, если на входе его включается напряжение резонансной частоты ω_0 с единичной амплитудой.

$\bar{B}(t)$ есть результат решения символического укороченного уравнения:

$$\bar{B}(t) = K(j\Omega) \cdot 1,$$

где: $K(j\Omega)$ — укороченное выражение коэффициента передачи избирательного четырехполюсника $K(j\omega)$ вблизи резонансной частоты ω_0 ;

$\Omega = \omega - \omega_0$ — расстройка;

$j\Omega$ — оператор дифференцирования.

Операция дифференцирования в символическом исчислении заменяется умножением на оператор, поэтому вместо (2) можно написать:

$$\bar{U}(t) = \frac{2}{\omega_0} \cdot j\Omega [\bar{B}(t) - \bar{B}(0)]$$

или

$$\bar{U}(t) := \frac{2}{\omega_0} j\Omega [K(j\Omega) - K(\infty)]. \quad (3)$$

В реальных условиях фронт модулирующего импульса не может быть идеальным из-за блокировочных и паразитных емкостей, нагружающих модулятор. Можно показать, что учет этого обстоятельства сводится к замене множителя $1/j\omega_0$, который представляет величину спектральной плотности единичного скачка на частоте ω_0 на значение спектральной плотности модулирующего напряжения $f(j\omega_0)$ в формуле (3):

$$f(j\omega_0) = \int_0^{\infty} E_a(t) e^{-j\omega t} dt \Big|_{\omega=\omega_0}.$$

Для расчетов удобно ввести понятие „относительной спектральной плотности“ $\bar{F}(j\omega)$, определив эту величину как отношение спектральной плотности $f(j\omega)$ к спектральной плотности единичного скачка $1/j\omega$:

$$\bar{F}(j\omega) = j\omega f(j\omega).$$

Удобно также ввести безразмерное время t/T_κ , где $T_\kappa = 2/\delta\omega$ — постоянная времени одного из контуров четырехполюсника; δ — затухание. При этом оператор дифференцирования вместо $j\Omega$ будет:

$$j\alpha = j\Omega T_\kappa.$$

После простых преобразований получаем окончательное выражение:

$$\bar{U}(t) = \delta F(j\omega_0) j\alpha [K(j\alpha) - K(\infty)]. \quad (4)$$

Полученная формула является весьма общей и позволяет определить комплексную амплитуду напряжения на выходе избирательного четырехполюсника при действии на входе его произвольного аperiodически нарастающего напряжения.

Формула (4) пригодна для расчетов не только электрических цепей, но и механических систем, находящихся под действием ударных нагрузок.

Подстановка в формулу (4) укороченного выражения для коэффициента передачи четырехполюсника, эквивалентного автогенератору, и значения относительной спектральной плотности $F(j\omega_0)$ дает символическое укороченное уравнение относительно комплексной амплитуды управляющего напряжения. Решение этого уравнения определяет закон установления амплитуды и частоты в автогенераторе.

Уравнение справедливо до тех пор, пока колебания происходят без отсечки анодного тока и средняя крутизна постоянна и равна статической. С появлением отсечки приведенные выше закономерности нарушаются и вступают в силу новые, которые здесь не рассматриваются.

Примеры

В качестве примера применения описанной методики расчета приведем приближенное решение задачи о начале переходного процесса в двух схемах автогенераторов. Схемы (индуктивные точки) показаны на рис. 2 и 3 и отличаются толь-

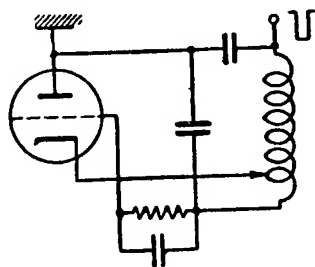


Рис. 2. Автогенератор по схеме индуктивной трехточки с источником импульсов, включенным последовательно в контур.

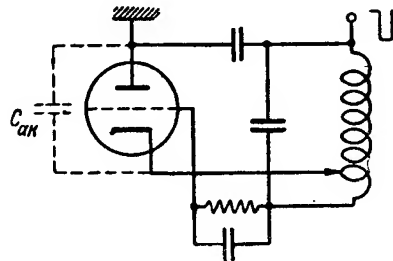


Рис. 3. Автогенератор по схеме индуктивной трехточки с источником импульсов, включенным между лампой и контуром.

ко местом включения источника модулирующего напряжения. Для схемы рис. 2 выражение для $K(j\omega)$ получается в виде:

$$K(j\omega) = - \frac{Z_y}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 - SZ_y}.$$

Чтобы получить укороченное выражение $K(j\alpha)$, достаточно „укоротить“ выражение для Z_y , которое в одноконтурной схеме равно:

$$Z_y = \frac{R_y}{1 + j\alpha},$$

где

$$R_y = (k - D) R_{oe}.$$

Учитывая, что $K(\infty) = 0$, и заменяя:

$$Z_1 \approx j\delta R_{oe}(1 + k),$$

по формуле (4) имеем:

$$\bar{U} = j \bar{F}(j\omega_0) \frac{k - D}{1 + k} \cdot \frac{j\alpha}{1 - SR_y + j\alpha}.$$

Решение этого символического уравнения дает для мгновенных значений переменной составляющей управляющего напряжения следующую формулу:

$$u = U_{нач} \exp [(SR_y - 1) t/T_k] \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где:

$$U_{нач} = F(\omega_0) \frac{k - D}{1 + k}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{F_{мин}(j\omega_0)}{F_{всц}(j\omega_0)}.$$

Обычно в автогенераторах коэффициент обратной связи k составляет величину порядка $0,1 \div 0,3$. Следовательно, начальная амплитуда $U_{нач}$ в схеме рис. 2, где модулирующее напряжение вводится последовательно в контур, получается весьма значительной. При вертикальном фронте модулирующего импульса она равна $(10 \div 30)\%$ от E_a .

Совсем иная картина получается в схеме рис. 3. Здесь, без учета емкости $C_{ак}$, имеем:

$$K(j\omega) = \frac{D}{1 - SZ_y},$$

$$K(j\alpha) = \frac{D(1 + j\alpha)}{1 - SR_y + j\alpha}.$$

Наконец, по формуле (4) получаем:

$$\bar{U}_{нач} = \delta D S R_y F(j\omega_0).$$

Закон нарастания колебаний остается тот же — экспоненциальный, однако в этой схеме величина начальной амплитуды при прочих равных условиях оказывается значительно меньше, чем в схеме рис. 2. Такой результат объясняется тем, что в схеме, где модулятор включен между лампой и контуром, контур возбуждается только толчком тока через лампу. При этом амплитуда напряжения на контуре равна произведению величины импульса тока на характеристическое сопротивление контура (при идеальном импульсе). Обычные

значения тока (сотни миллиампер) и сопротивления (сотни ом) дают значения начальной амплитуды, измеряемые десятками вольт. В схеме, где модулятор включен последовательно в контур, напряжение на нем достигает напряжения источника анодного питания и может измеряться многими сотнями вольт или даже киловольтами.

Отсюда следует вывод, что схемы с включением источника модулирующих импульсов последовательно в контур предпочтительнее других, так как дают большее значение начальной амплитуды и, следовательно, более быстрое нарастание колебаний.

Необходимо отметить, что в схеме рис. 3 существенную роль играет паразитная емкость между анодом и катодом, через которую контур оказывается частично подключенным к источнику модулирующего напряжения. Это заметно увеличивает значение начальной амплитуды, особенно на высоких частотах. Аналогичный предыдущему расчет приводит к такой формуле для определения начальной амплитуды:

$$U_{нач} = \delta R_y (j\omega_0 C_{ак} + SD) F(j\omega_0).$$

Наличие емкости $C_{ак}$ создает путь для добавочного тока, возбуждающего контур, и приводит к увеличению начальной амплитуды.

* * *

Профессору С. И. Евтянову приношу благодарность за советы и ценные указания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Ф. Алексеев, К вопросу установления колебаний в автогенераторах дециметрового диапазона волн, Радиотехника, № 8, 1956.
- 2 и 3. М. В. Благовещенский, Переходные процессы в автогенераторах, Диссертация, МЭИ, 1954.
4. В. Герцог, К вопросу об установлении колебаний в автогенераторах, Archive der Elektr. Übertragung, т. 6, Heft 2, 1952.
5. С. И. Евтянов, О связи между символическими и укороченными уравнениями, Радиотехника, № 1, 1946.
6. С. И. Евтянов, Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.
7. С. И. Евтянов, Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1950.
8. Г. А. Зейтленок, Нестационарное состояние катодного автогенератора в момент его включения, ТИТБП, № 52, 1929.
9. Л. Е. Клягин, Переходные процессы в ламповом автогенераторе, Диссертация, МЭИС, 1951.

ДЕЛИТЕЛЬ ЧАСТОТ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ЗАХВАТЫВАНИЕМ

Канд. техн. наук доц. К. А. Самойло.

В в е д е н и е

Деление частоты широко применяется в различных областях радиотехники. Все большее применение получают схемы делителей частоты с непосредственным захватыванием.

Метод исследования работы этих делителей с помощью двойных рядов Фурье, применяемый в настоящее время, дает правильное описание происходящих явлений, однако этот метод является громоздким и, вероятно, мало пригодным для получения соотношений, необходимых для инженерного расчета делителей. В данной статье приводится фазово-импульсный метод исследования работы делителя частоты, который просто и достаточно строго объясняет процессы, протекающие в делителе, и позволяет получить соотношения, пригодные для инженерных расчетов.

Фазово-импульсный метод

Фазово-импульсный метод заключается в том, что на фазовой плоскости ($U, \frac{dU}{d\tau}$) рассматривается изменение напряжения на колебательном контуре под действием импульсов тока. Фазово-импульсный метод особенно удобно применять к системам, состоящим из колебательного контура и лампы (например, резонансный усилитель, генератор*, умножитель частоты и делитель частоты с непосредственным захватыванием).

Работа этих систем может быть рассмотрена с помощью схемы (рис. 1), состоящей из колебательного контура L, C, r и лампы L , через которую протекают импуль-

* Фазово-импульсный метод был применен Ю. Б. Кобзаревым для исследования явления захватывания

сы тока $i_a(t)$, вызываемые напряжением $e(t)$, действующим в цепи сетки.

Рассмотрим колебания напряжения на контуре, пользуясь фазовой плоскостью $\left(U, \frac{dU}{d\tau} \right)$. При отсутствии импульсов анодного тока

$$i_a(t) = 0 \quad (1)$$

в контуре существуют затухающие колебания:

$$U = U_m e^{-\alpha t} \cos(\omega_p t + \varphi_0), \quad (2)$$

где:

$$\alpha = \frac{r}{2L}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (3)$$

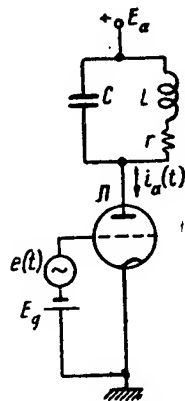


Рис. 1. Схема возбуждения колебаний в резонансном контуре.

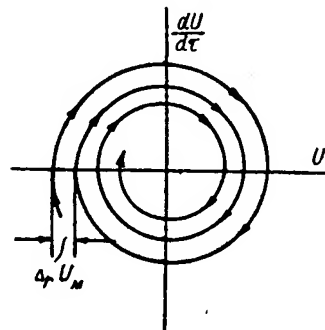


Рис. 2. Изображение затухающих колебаний на фазовой плоскости.

На фазовой плоскости эти колебания изображаются свертывающейся спиралью (рис. 2).

За период резонансной частоты T_p изображающая точка на фазовой плоскости пробегает угол, равный 2π , и амплитуда колебания вследствие затухания уменьшается на величину:

$$\Delta_r U_m = U_m (1 - e^{-\alpha T_p}) \cong U_m \alpha T_p. \quad (4)$$

Рассмотрим действие на контур бесконечно короткого импульса тока, приходящего в момент времени t_0 и обладающего конечной площадью

$$q = \int_{t_0-0}^{t_0+0} i_a dt. \quad (5)$$

Под действием такого импульса напряжение на конденсаторе мгновенно уменьшится на величину

$$\Delta U = -\frac{q}{C} = -\frac{1}{C} \int_{t_0-0}^{t_0+0} i_a dt. \quad (6)$$

Это вызывает скачок на величину ΔU , который происходит при угле φ , соответствующем моменту прихода импульса t_0 (рис. 3). Скачок напряжения ΔU вызовет приращение амплитуды колебания $\Delta_i U_m$ и приращение фазы колебания $\Delta_i \varphi$, которые определяются формулами, получаемыми из рис. 3*,

$$\Delta_i U_m = \Delta U \cos \varphi, \quad (7-a)$$

$$\Delta_i \varphi = \frac{-\Delta U}{U_m} \sin \varphi. \quad (7-b)$$

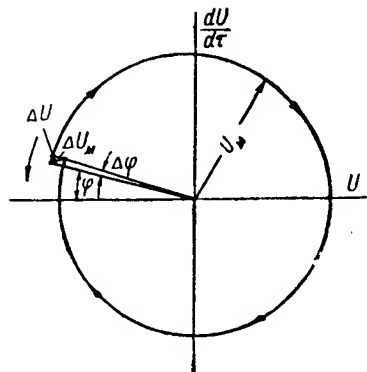


Рис. 3. Изображение на фазовой плоскости скачка напряжения на конденсаторе.

Действие импульса тока $i_a(t)$ конечной длительности на контур может быть заменено действием суммы ряда коротких импульсов, в пределе стремящихся к бесконечно коротким.

Считаем, что колебания близки к синусоидальным, то есть что контур обладает высокой добротностью и относительное приращение амплитуды за период мало. Тогда под действием суммы бесконечно коротких импульсов произойдут приращения амплитуды и фазы колебания, которые определяются формулами:

$$\Delta_i U_m = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_a(t) \cos \varphi(t) dt \quad (8-a)$$

и

$$\Delta_i \varphi = \frac{-1}{CU_m} \int_{t_1}^{t_2} i_a(t) \sin \varphi(t) dt, \quad (8-b)$$

* Формулы (7-а) и (7-б) также могут быть легко получены из энергетических соотношений.

где: t_1 — момент начала действия импульса;
 t_2 — момент конца действия импульса.

Заменяем импульс тока конечной длительности эквивалентным бесконечно коротким импульсом, вызывающим такое же приращение амплитуды и фазы колебания. Под действием эквивалентного бесконечно короткого импульса на фазовой плоскости произойдет эквивалентный скачок напряжения $\Delta_i U_s$ с эквивалентной фазой φ_s .

Величины эквивалентного скачка и эквивалентной фазы определяются из условия создания такого же приращения амплитуды и фазы колебания, которые создаются действующим импульсом тока, то есть

$$\Delta_i U_s \cos \varphi_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_a(t) \cos \varphi(t) dt, \quad (9-a)$$

$$\frac{\Delta_i U_s}{U_m} \sin \varphi_s = \frac{1}{CU_m} \int_{t_1}^{t_2} i_a(t) \sin \varphi(t) dt. \quad (9-b)$$

Покажем, что при симметричных импульсах тока, коротких по сравнению с периодом колебаний, можно пользоваться для определения скачка напряжения ΔU_s и фазы φ_s приближенными формулами:

$$\Delta U_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_a dt, \quad (10-a)$$

$$\varphi_s = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}. \quad (10-b)$$

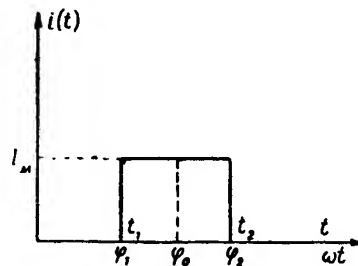


Рис. 4. Временная диаграмма импульса анодного тока.

Рассмотрим действие прямоугольного импульса (рис. 4), приходящего в интервал времени $(t_1 - t_2)$, соответствующий фазам колебания $(\varphi_1 - \varphi_2)$.

Воспользовавшись приближенными формулами (10-a) и (10-b), найдем:

$$\Delta U_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_a dt = \frac{J_m(t_2 - t_1)}{C}, \quad (11-a)$$

$$\varphi_s = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} = \varphi_0. \quad (11-b)$$

При этом приращения амплитуды и фазы колебания согласно выражениям (7-а) и (7-б) определяются так:

$$\Delta_i U_m = \Delta U_s \cos \varphi_s = \frac{J_m (t_2 - t_1)}{C} \cos \varphi_0, \quad (12-а)$$

$$\Delta_i \varphi = - \frac{\Delta U_s}{U_m} \sin \varphi_s = - \frac{J_m (t_2 - t_1)}{C U_m} \sin \varphi_0. \quad (12-б)$$

Приращения амплитуды и фазы колебания, определенные по формулам (8-а) и (8-б), равны:

$$\begin{aligned} \Delta_i U_m &= \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_a(t) \cos \varphi(t) dt = \frac{J_m}{\omega_0 C} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) d\varphi = \\ &= \frac{J_m (t_2 - t_1)}{C} \cos \varphi_0 \left[1 - \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)^2}{24} \right], \end{aligned} \quad (13-а)$$

$$\begin{aligned} \Delta_i \varphi &= - \frac{1}{C U_m} \int_{t_1}^{t_2} i_a(t) \sin \varphi(t) dt = \frac{J_m}{\varphi_0 C U_m} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sin(\omega_0 t + \varphi_0) d\varphi = \\ &= - \frac{J_m (t_2 - t_1)}{C U_m} \sin \varphi_0 \left[1 - \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)^2}{24} \right]. \end{aligned} \quad (13-б)$$

Относительная ошибка в определении приращения амплитуды и фазы колебания при расчете эквивалентного скачка и фазы по приближенным формулам (10-а) и (10-б) равна

$$\frac{\Delta(\Delta_i U_m)}{\Delta_i U_m} = \frac{\Delta(\Delta_i \varphi)}{\Delta_i \varphi} = \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)^2}{24}. \quad (14)$$

При $\varphi_2 - \varphi_1 = 20^\circ$ относительная ошибка получается меньше 1%. Обычно действующие импульсы имеют форму не прямоугольника, а колокола или части косинусоиды. При этом ошибка в определении приращения амплитуды и фазы колебания при пользовании приближенными формулами (10-а) и (10-б) получается меньше, чем определенная по формуле (14).

Делитель частоты с непосредственным захватыванием

Схема делителя частоты с непосредственным захватыванием изображена на рис. 5. Это обычный генератор с положительной обратной связью. В цепь сетки генератора вводится захватывающая внешняя э.д.с., частота ω_0 которой в n раз (n — коэффициент деления делителя) выше, чем резонансная частота контура генератора.

Рассмотрим напряжение, действующее в цепи сетки (рис. 6). Это напряжение состоит из трех составляющих: 1) постоянного напряжения E_g (которое обычно создается ячейкой RC , по-

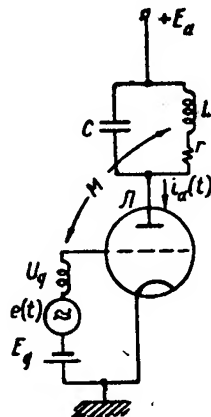


Рис. 5. Схема делителя частоты с непосредственным захватыванием.

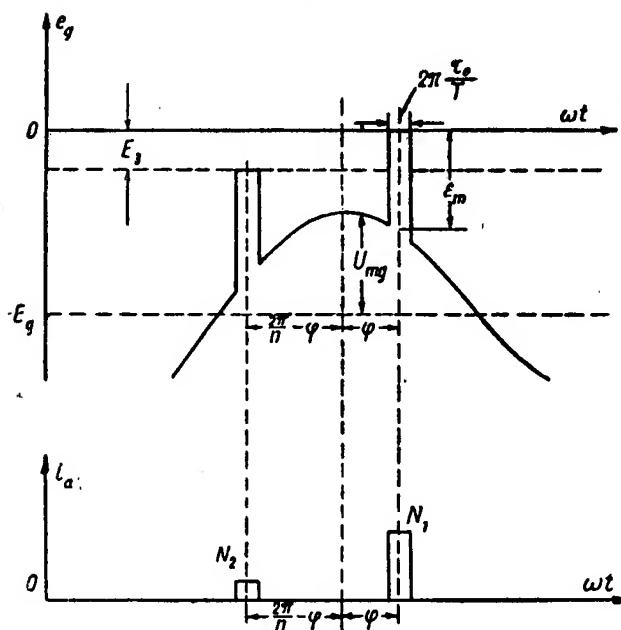


Рис. 6. Временные диаграммы напряжения и тока.

мещенной в сеточную цепь); 2) напряжения, наведенного из анодной цепи за счет обратной связи,

$$U_g = U_{mg} \cos \omega t, \quad (15)$$

3) напряжения внешней э.д.с., частота которой делится. Последнее напряжение имеет частоту ω_0 , примерно в n раз большую, чем резонансная частота контура, и в режиме деления точно в n раз большую частоты, генерируемой генератором,

$$e = e_m \cos (\omega_0 t + n\varphi), \quad (16)$$

где $n\varphi$ — сдвиг фаз между максимумами напряжения U_g и e .

Для упрощения анализа синусоидальная форма э.д.с. заменена импульсной (рис. 7).

Ограничимся рассмотрением режима, когда под действием сеточного напряжения возникает один или два импульса анод-

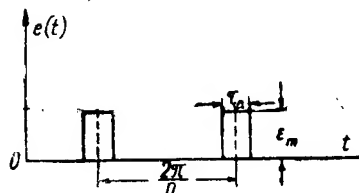


Рис. 7. Временная диаграмма захватывающего напряжения.

ного тока. Это соответствует режиму работы делителей с коэффициентом деления, не превосходящим $8 \div 10$. При больших коэффициентах деления может быть применен подобный метод анализа с учетом 3, 5, 6 и т. д. импульсов, но выкладки получатся более сложные.

Обозначим импульсы тока на рис. 6 «импульс № 1» и «импульс № 2». Рассмотрим колебания в анодной цепи, пользуясь фазовой плоскостью $(U, \frac{dU}{dt})$. Заменим импульсы анодного

тока, действующие на контур, бесконечно короткими импульсами, имеющими такую же площадь. Тогда на фазовой плоскости получим виток закручивающейся спирали (свободное колебание контура с потерями) и один или два скачка напряжения в зависимости от того, возникает один или два импульса тока (рис. 8).

Величина скачка напряжения ΔU может быть определена по параметрам лампы и величинам действующих напряжений

с помощью временных диаграмм напряжения и тока, изображенных на рис. 6:

$$\Delta U = \frac{1}{C} \int_{\tau_0} i_a dt = \frac{1}{C} S \tau_0 [-E_g + E_a + \epsilon_m + U_{mg} \cos \varphi], \quad (17)$$

где: C — емкость контура;
 S — крутизна характеристики анодного тока лампы;
 τ_0 — длительность импульса внешней э.д.с.;
 ϵ_m — амплитуда импульса внешней э.д.с.;
 E_g — напряжение смещения;
 E_a — напряжение отсечки анодного тока;
 U_{mg} — амплитуда напряжения, наведенного в цепи сетки цепью обратной связи.
 Введем обозначения

$$A = \frac{S \tau_0}{C}, \quad (18)$$

$$a = - \frac{-E_g + E_a + \epsilon_m}{U_{mg}}, \quad (19)$$

тогда величины скачков напряжения выразятся формулами:

$$\Delta U_1 = A U_{mg} [\cos \varphi - a] \cdot H[\cos \varphi - a], \quad (20)$$

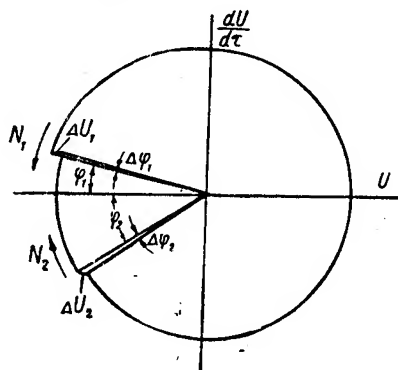


Рис. 8. Изображение колебаний напряжения на анодном контуре на фазовой плоскости.

$$\Delta U_2 = A U_{mg} \left[\cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) - a \right] H \left[\cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) - a \right], \quad (21)$$

где:

$$H[x] = 1 \quad \text{при } [x] \geq 0 \quad (22)$$

$$H[x] = 0 \quad \text{при } [x] < 0.$$

Составление дифференциального уравнения установления фазы

Найдем приращение фазы за период колебания $\Delta_v \varphi$, вызванное расстройкой. Изображающая точка за период резонансной частоты T_p пробегает на фазовой плоскости угол в 2π радиан:

$$T_p - 2\pi.$$

Введем понятие номинальной частоты ω_n и номинального периода T_n . Номинальной назовем частоту точно в n раз меньшую (n — целое число, равное коэффициенту деления), чем частота внешней э.д.с. ω_0 . Тогда

$$\omega_n = \frac{\omega_0}{n}, \quad (23)$$

$$T_n = T_0 \cdot n. \quad (24)$$

За интервал времени между импульсами тока, равный периоду номинальной частоты T_n , изображающая точка пробегает угол $2\pi + \Delta_v \varphi$:

$$T_n - 2\pi + \Delta_v \varphi.$$

Составим пропорцию

$$\frac{T_p}{T_n} = \frac{2\pi}{2\pi + \Delta_v \varphi},$$

откуда:

$$\Delta_v \varphi = -2\pi \frac{T_p - T_n}{T_n}.$$

Учитывая соотношения

$$T_p = \frac{2\pi}{\omega_p} \quad \text{и} \quad T_n = \frac{2\pi}{\omega_0 \frac{1}{n}}, \quad (25)$$

получим

$$\Delta_v \varphi = -\pi \frac{2 \left[\omega_0 \frac{1}{n} - \omega_p \right]}{\omega_p} = -\pi \nu, \quad (26)$$

где

$$\nu = \frac{2 \left[\omega_0 \frac{1}{n} - \omega_p \right]}{\omega_p}. \quad (27)$$

Приращение фазы под действием импульсов тока согласно выражению (7-б) равно:

$$\Delta_I \varphi = - \left\{ \frac{\Delta U_1}{U_m} \sin \varphi_1 - \frac{\Delta U_2}{U_m} \sin \varphi_2 \right\}. \quad (28)$$

Полное приращение фазы за период колебания будет:

$$\Delta_T = \Delta_I \varphi + \Delta_v \varphi. \quad (29)$$

Считаем скорость изменения фазы равной отношению приращения фазы за период к периоду:

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi}{dt} &= \frac{\Delta_T \varphi}{T} = \frac{\Delta_v \varphi + \Delta_I \varphi}{T} = - \frac{\pi v}{T} - \\ &- \frac{1}{T U_m} \{ \Delta U_1 \sin \varphi_1 - \Delta U_2 \sin \varphi_2 \}. \end{aligned} \quad (30)$$

Вводя безразмерное время

$$\tau = \frac{\omega_0 t}{n}, \quad (31)$$

получим:

$$2\pi \frac{d\varphi}{d\tau} = - \pi v - \frac{1}{U_m} \{ \Delta U_1 \sin \varphi_1 - \Delta U_2 \sin \varphi_2 \}. \quad (32)$$

Определение стационарной амплитуды колебаний U_{m0}

Считаем, что амплитуда колебаний делителя частоты устойчива и равна U_{m0} . Величина амплитуды определяется из условия компенсации уменьшения амплитуды за период, вызванного потерями,

$$\Delta_r U_m = U_m (1 - e^{-\alpha T}) \cong U_m \alpha T \quad (33)$$

и приращением амплитуды за счет импульсов тока № 1 и № 2:

$$\Delta_I U_m = \Delta U_1 \cos \varphi_1 + \Delta U_2 \cos \varphi_2. \quad (34)$$

При стационарной амплитуде выполняется условие

$$\Delta U_1 \cos \varphi_1 + \Delta U_2 \cos \varphi_2 = U_{m0} \alpha T. \quad (35)$$

Если второй импульс тока равен нулю $\Delta U_2 = 0$, то получаем:

$$\frac{\Delta U_1}{U_{m0}} = \frac{\alpha T}{\cos \varphi} = \frac{\pi}{Q \cos \varphi}. \quad (36)$$

Следовательно, отношение скачка напряжения ΔU_1 к стационарной амплитуде колебаний U_{m0} определяется добротностью контура и расстройкой номинальной частоты относительно резонансной частоты контура.

Определение стационарного значения фазы φ_0

Стационарному значению фазы φ_0 соответствует состояние равновесия фазы, то есть:

$$\varphi = \varphi_0 \text{ при } \frac{d\varphi}{d\tau} = 0, \quad (37)$$

причем это состояние равновесия должно быть устойчиво, то есть*:

$$\frac{d\left(\frac{d\varphi}{d\tau}\right)}{d\varphi} < 0 \text{ при } \varphi = \varphi_0. \quad (38)$$

Для нахождения стационарного значения фазы φ_0 исследуем дифференциальное уравнение установления фазы (32).

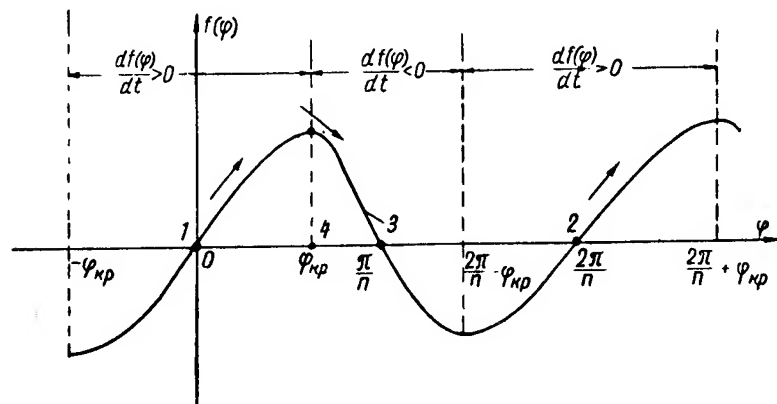


Рис. 9. Зависимость $f(\varphi)$.

Найдем зависимость

$$f(\varphi) = \frac{1}{U_m} \left\{ \Delta U_1 \sin \varphi - \Delta U_2 \sin \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) \right\}. \quad (39)$$

Для этого определим значение $f(\varphi)$ и $\frac{df(\varphi)}{d\varphi}$ для ряда дискретных точек и для отдельных областей значений φ . На рис. 9 приведена зависимость $f(\varphi)$ с выделенными точками и областями значений φ , для которых проведено исследование.

*Считаем, что амплитуда колебаний постоянна.

1. Точка $\varphi = 0$. Второй импульс отсутствует $\Delta U_2 = 0$:

$$f(\varphi) = \frac{\Delta U_1}{U_m} \sin \varphi; \quad f(0) = 0, \quad (40)$$

$$\frac{df(\varphi)}{d\varphi} = \frac{\Delta U_1}{U_m} \cos \varphi; \quad \frac{df(0)}{d\varphi} > 0. \quad (41-a)$$

2. Точка $\varphi = \frac{2\pi}{n}$. Второй импульс встает на место первого.

Зависимость $f(\varphi)$ для второго импульса такая же, как была для первого импульса в точке 1.

3. Точка $\varphi = \frac{\pi}{n}$. Первый и второй импульсы равны по амплитуде

$$\Delta U_1 = \Delta U_2$$

и сдвинуты на одинаковые углы

$$\sin \varphi = \sin \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) \text{ при } \varphi = \frac{\pi}{n}.$$

Следовательно,

$$f\left(\frac{\pi}{n}\right) = 0.$$

Найдем наклон кривой $f(\varphi)$ при $\varphi = \frac{\pi}{n}$. Воспользовавшись формулами (39), (20) и (21), получим:

$$\begin{aligned} \frac{df(\varphi)}{d\varphi} = \frac{AU_{mg}}{U_m} \left\{ -\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi - a \cos \varphi - \sin^2 \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) + \right. \\ \left. + \cos^2 \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) - a \cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) \right\}, \end{aligned} \quad (42)$$

откуда

$$\begin{aligned} \frac{df\left(\frac{\pi}{n}\right)}{d\varphi} = \frac{4AU_{mg}}{U_m} \left\{ \left(\cos^2 \frac{\pi}{n} - 1 \right) + \right. \\ \left. + \cos \frac{\pi}{n} \left(\cos^2 \frac{\pi}{n} - a \right) \right\} < 0, \end{aligned} \quad (43)$$

ибо

$$\cos \frac{\pi}{n} < a.$$

4. Величину фазы φ , при которой появляется второй импульс, назовем критической фазой и обозначим $\varphi_{кр}$.

Тогда

$$\cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi_{кр} \right) - a = 0. \quad (44)$$

Второй импульс появляется до уравнивания импульсов первого и второго. Следовательно,

$$\varphi_{кр} < \frac{\pi}{n}. \quad (45)$$

Найдем наклон кривой $f(\varphi)$ при $\varphi = \varphi_{кр}$:

$$\frac{df(\varphi_{кр})}{d\varphi} = \frac{AU_{mg}}{U_m} \{ -2 + 2\cos^2\varphi_{кр} - a \cos \varphi_{кр} + a^2 \} < 0, \quad (46)$$

ибо

$$\begin{aligned} 2(\cos^2\varphi_{кр} - 1) &< 0, \\ a(a - \cos\varphi_{кр}) &< 0. \end{aligned} \quad (47)$$

Итак,

$$\frac{df(\varphi_{кр})}{d\varphi} < 0.$$

5. Значение $f(\varphi)$ при $-\varphi_{кр} < \varphi < +\varphi_{кр}$.

При этих значениях φ отсутствует второй импульс $\Delta U_2 = 0$. Следовательно,

$$f(\varphi) = \frac{\Delta U_1}{U_m} \sin \varphi. \quad (48)$$

Воспользовавшись уравнением для стационарной амплитуды (36), получим:

$$f(\varphi) = \frac{\pi}{Q} \operatorname{tg} \varphi \quad (49)$$

и соответственно

$$\frac{df(\varphi)}{d\varphi} = \frac{\pi}{Q} \frac{1}{\cos^2\varphi} > 0 \text{ при } -\frac{\pi}{2} < \varphi < +\frac{\pi}{2}. \quad (50)$$

Следовательно,

$$\frac{df(\varphi)}{d\varphi} > 0 \text{ при } -\varphi_{кр} < \varphi < +\varphi_{кр}.$$

Стационарные значения фазы φ_0 определяются согласно выражениям (37) и (32) как корни уравнения:

$$-\pi - f(\varphi) = 0. \quad (51)$$

На рис. 10 приведено графическое решение этого уравнения.

Стационарным значениям фазы соответствуют состояния равновесия φ_0 , лежащие в устойчивой области, где:

$$\frac{d\left(\frac{d\varphi}{d\tau}\right)}{d\varphi} < 0. \quad (52)$$

На рис. 10 неустойчивая область значений φ заштрихована.

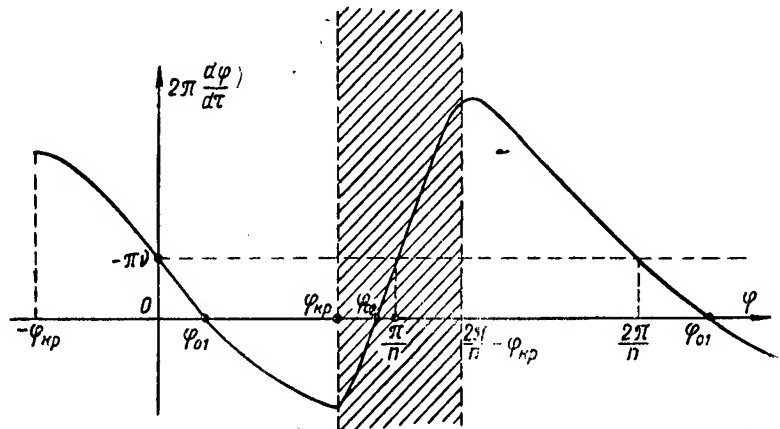


Рис. 10. Графическое определение состояний равновесия фазы.

Полоса деления делителя

Полосой деления назовем максимальную разность частот ($\omega_{0 \max} - \omega_{0 \min}$) внешней э.д.с., при которых сохраняется режим деления. Обычно пользуются понятием относительной полосы деления, которая равна отношению полосы деления к средней частоте внешней э.д.с.:

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\omega_{0 \max} - \omega_{0 \min}}{\omega_0}. \quad (53)$$

Из рис. 10 и выражения (49) следует, что максимальное значение относительной расстройки, при которой существует еще устойчивое равновесие фазы φ_0 , то есть сохраняется режим деления, равно

$$\pi\nu_{\max} = \frac{\pi}{Q} \operatorname{tg} \varphi_{кр}, \quad (54)$$

откуда получаем

$$\nu_{\max} - \nu_{\min} = \frac{1}{Q} [\operatorname{tg} (+\varphi_{кр}) - \operatorname{tg} (-\varphi_{кр})]. \quad (55)$$

При условии

$$|+\varphi_{кр}| = |-\varphi_{кр}| \quad (56)$$

имеем

$$\nu_{\max} - \nu_{\min} = \frac{2}{Q} \operatorname{tg} \varphi_{кр} . \quad (57)$$

Учитывая выражение (27), получаем:

$$\nu_{\max} - \nu_{\min} = \frac{2(\omega_{0\max} - \omega_{0\min})}{\omega_0} = \frac{2}{Q} \operatorname{tg} \varphi_{кр} . \quad (58)$$

и, следовательно,

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{кр}}{Q} . \quad (59)$$

Определение критического значения фазы

Из рис. 6 следует, что

$$U_{mg} \left[\cos \varphi_{кр} - \cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi_{кр} \right) \right] = E_3, \quad (60)$$

$$\Delta U_1 = \frac{E_3 \tau_0 S}{C} . \quad (61)$$

Исходя из выражений (61) и (36), можем написать

$$\frac{\pi}{Q} U_m = \frac{E_3 \tau_0 S}{C} \cos \varphi_{кр}. \quad (62)$$

Кроме того,

$$U_{mg} = K U_m, \quad (63)$$

где K — коэффициент обратной связи.

Из выражений (60), (62) и (63) окончательно получаем:

$$\cos \varphi_{кр} \left[\cos \varphi_{кр} - \cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi_{кр} \right) \right] = \frac{T}{\tau_0} \frac{1}{2Q\rho SK} . \quad (64)$$

Из выражения (64) вытекает, что для увеличения значения $\varphi_{кр}$ следует: 1) уменьшать коэффициент деления n , 2) увеличивать длительность импульса τ_0 , 3) увеличивать коэффициент усиления генератора ($Q\rho SK$).

Однако увеличение добротности Q , как следует из выражения (59), уменьшает полосу деления делителя.

Заключение

Проведенное фазово-импульсным методом исследование работы делителя частоты с непосредственным захватыванием при коэффициентах деления 2–10 показывает, что для расшире-

ния полосы деления следует увеличивать значение критического угла $\varphi_{кр}$.

Для этого надо: 1) уменьшать коэффициент деления, 2) увеличивать длительность импульса τ_0 , 3) увеличивать коэффициент усиления генератора, то есть увеличивать крутизну характеристики анодного тока S , увеличивать характеристическое сопротивление контура q , увеличивать коэффициент обратной связи K .

Увеличение добротности контура Q , также увеличивает коэффициент усиления генератора, однако при этом согласно формуле (59) уменьшается полоса деления. Величина добротности имеет оптимум, при котором получается наибольшая полоса деления.

На основании приведенного анализа может быть сделан еще ряд выводов:

1. Желательно работать с минимальными сеточными токами, ибо они уменьшают величину импульса № 1 и этим уменьшают величину критической фазы $\varphi_{кр}$ при которой появляется импульс № 2.

2. При синусоидальной форме захватывающей э.д.с. имеется оптимальное значение амплитуды внешней э.д.с., при которой получается наибольшая полоса деления. Действительно, при увеличении амплитуды внешней э.д.с. уменьшается угол отсечки анодного тока, что эквивалентно уменьшению длительности импульса τ_0 .

3. Форма захватывающей э.д.с. должна приближаться к П-образной. В этом случае получается наибольшая длительность эквивалентных импульсов τ_0 .

ЛИТЕРАТУРА

1 и 2. Ю. Б. Кобзарев, Zur Theorie der nichtlinearen Resonanz, Techn Physics of the USSR, 1935 vol II, № 1.

3. К. Ф. Теодорчик, Автоколебательные системы, Издательство технико-теоретической литературы, М., 1952.

СКАЧКИ ФАЗЫ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ ПРИ ДЕЛЕНИИ ЧАСТОТЫ

Канд. техн. наук доц. **К. А. Самойло**

Введение

В настоящее время делители частоты нашли весьма широкое применение в различных областях радиотехники. Применявшиеся ранее делители частоты на базе релаксационных генераторов (мультивибраторы, блокинг-генераторы и т. д.) в настоящее время вытесняются делителями на базе генераторов синусоидальных колебаний (регенеративные делители и делители с захватыванием генератора синусоидальных колебаний). Одной из основных причин вытеснения релаксационных делителей частоты является неустойчивость фазы выходного колебания при действии импульсов помехи.

В релаксационном делителе возможность перескока фазы под влиянием импульса помехи велика. На рис. 1 изображена временная диаграмма напряжения на сетке релаксационного делителя частоты

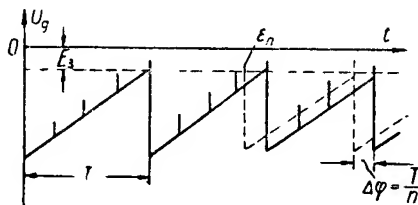


Рис. 1. Временная диаграмма напряжения на сетке релаксационного делителя частоты

делителя напряжения, осуществляющего деление в четыре раза. Под действием импульса помехи ϵ_m схема срабатывает несколько раньше, и фаза выходного колебания претерпевает скачок на величину $\Delta\varphi$ (пунктирная кривая на рис. 1). Для

перескока фазы достаточно, чтобы лампа генератора открылась под действием импульса помехи примерно на время $\frac{T}{n}$ раньше, чем должно произойти срабатывание генератора при нормальной работе (T — период колебаний, n — коэффициент деления).

В делителях частоты на базе генераторов синусоидальных колебаний, как показывает практика, также возникают скачки фазы под действием импульсов помех, но эти скачки значительно реже.

Рассмотрим природу этих скачков и наметим пути, которые могут уменьшить возможность возникновения скачков фазы. При рассмотрении сделаем следующее основное допущение. Считаем, что амплитуда колебаний стационарна. Это допущение справедливо для генераторов с большой добротностью при импульсных кратковременных помехах.

Рассмотрим отдельно делитель с захватыванием и регенеративный делитель.

Делитель с захватыванием

На рис. 2 изображена схема делителя с захватыванием. На рис. 3 изображены временные диаграммы напряжения на сетке и анодного тока генераторной лампы. Напряжение складывается из трех составляющих.

1. Постоянное смещение E_g , которое обычно создается за счет протекания сеточного тока через ячейку RC , помещенную в сеточной цепи.

2. Напряжение генерируемой частоты, поступающее на сетку через цепь обратной связи

$$U_g = U_{mg} (\cos \omega_0 t + \varphi).$$

3. Захватывающее напряжение e , частота которого делится. Это напряжение для удобства рассмотрения представим в виде последовательности импульсов (рис. 4).

Ограничимся рассмотрением работы делителей с небольшим коэффициентом деления $n < 10$. При этом можно считать, что импульсы анодного тока могут возникнуть под действием одного или двух смежных импульсов.

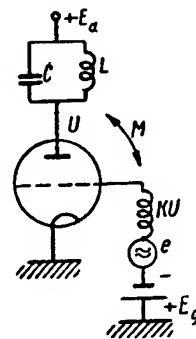


Рис. 2. Схема делителя частоты с захватыванием.

Колебания в анодной цепи изобразятся на фазовой плоскости $U, \frac{dU}{dt}$ в виде спирали со скачками, соответ-

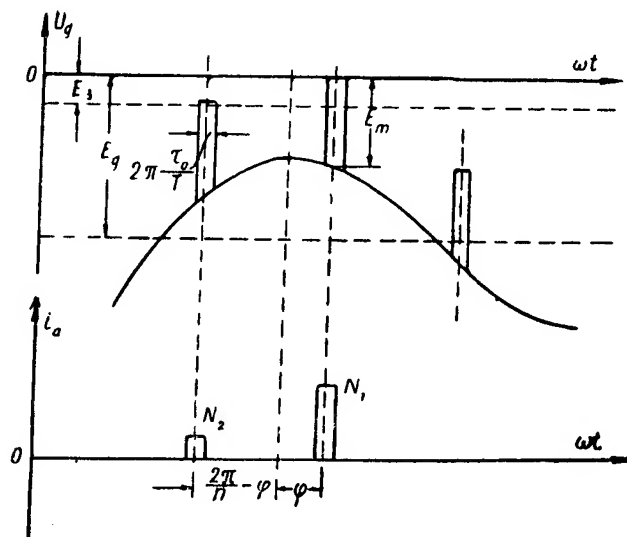


Рис. 3. Временные диаграммы напряжения на сетке и анодного тока.

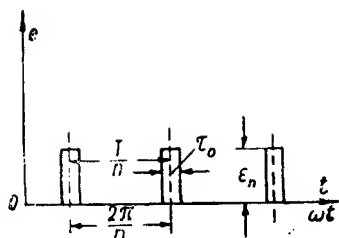


Рис. 4. Временная диаграмма захватывающего напряжения.

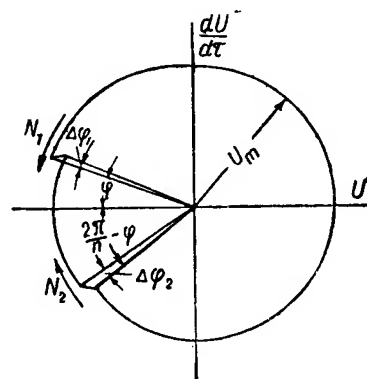


Рис. 5. Фазовая плоскость, изображающая напряжение на контуре.

ствующими приращению напряжения на конденсаторе под действием импульсов тока (рис. 5).

Если импульс тока возникает под действием только одного импульса, то будет один скачок ΔU_1 . Если возникнут два импульса тока, то на фазовой плоскости будет два скачка ΔU_1 и ΔU_2 . Угол между скачками напряжения равен сдвигу фаз между импульсами захватывающего напряжения $\frac{2\pi}{n}$.

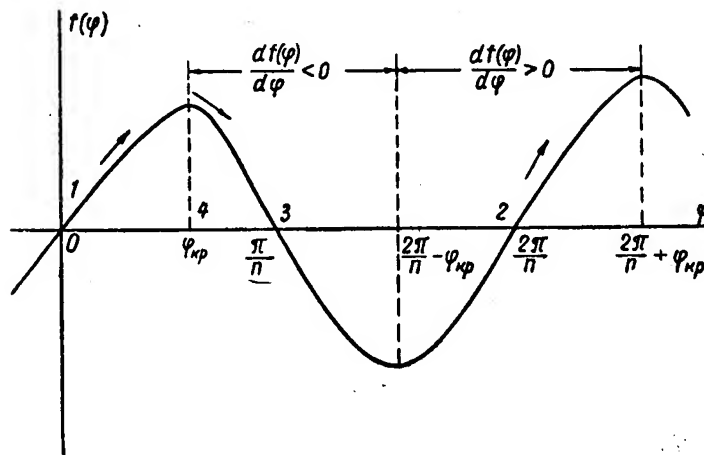


Рис. 6. Характер зависимости $f(\varphi)$.

Уравнение установления фазы легко получается из рис. 5*:

$$2\pi \frac{d\varphi}{d\tau} = -\pi\nu - \frac{1}{U_m} \{ \Delta U_1 \sin \varphi_1 - \Delta U_2 \sin \varphi_2 \}, \quad (1)$$

где

$$\tau = \frac{1}{n} \omega_0 t \quad (2)$$

и

$$\nu = \frac{2 \left[\frac{\omega_0}{n} - \omega_p \right]}{\omega_p}. \quad (3)$$

На рис. 6 построена зависимость:

$$f(\varphi) = \frac{1}{U_m} \left\{ \Delta U_1 \sin \varphi - \Delta U_2 \sin \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi \right) \right\}. \quad (4)$$

Из рис. 6 видно, что уменьшение функции $f(\varphi)$ с ростом φ наступает только после появления второго импульса. Назовем

* Вывод уравнения (1) и исследование зависимости (4) приведен в статье «Делитель частоты с непосредственным захватыванием», помещенной в этом же сборнике.

угол, при котором появляется второй импульс, критическим и обозначим его $\varphi_{кр}$.

Поскольку критический угол является одной из величин, характеризующих возможность скачков фазы, определим, как его величина зависит от коэффициента деления и параметров схемы генератора.

Из напряжения в сеточной цепи (рис. 3) следует:

$$\cos \varphi_{кр} = \cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi_{кр} \right) = \frac{E_3}{U_{mg}}. \quad (5)$$

Можно показать, что условие стационарной амплитуды выполняется при

$$\frac{E_3}{U_{mg}} = \frac{T}{\tau_0} \frac{1}{2Q\rho KS \cos \varphi_0}, \quad (6)$$

где: T — период частоты на выходе делителя;

τ_0 — длительность импульсов захватывающей э.д.с.;

Q — добротность контура генератора;

ρ — характеристическое сопротивление контура;

K — коэффициент обратной связи;

S — крутизна ламповой характеристики;

φ_0 — угол, определяемый расстройкой контура генератора относительно частоты внешней э.д.с., деленной на коэффициент деления.

Тогда критический угол может быть найден из выражения:

$$\cos \varphi_{кр} = \cos \left(\frac{2\pi}{n} - \varphi_{кр} \right) = \frac{T}{\tau_0} \frac{1}{2Q\rho KS \cos \varphi_0}. \quad (7)$$

Для увеличения критического угла необходимо уменьшать коэффициент деления n и увеличивать коэффициент усиления генератора ($Q\rho SK$). Максимальное значение критического угла $\varphi_{кр}$ определяется выражением:

$$\varphi_{кр \max} < \frac{\pi}{n}. \quad (8)$$

Исследуем устойчивость фазы генерируемых колебаний. Для этого следует решить уравнение (1). Это решение выполняется графически (рис. 7).

Устойчивой областью является область, где:

$$\frac{df(\varphi)}{d\varphi} > 0. \quad (9)$$

Неустойчивой областью:

$$\frac{df(\varphi)}{d\varphi} < 0. \quad (10)$$

Неустойчивая область на рис. 7 заштрихована.

С увеличением расстройки ν растет угол $\varphi(\nu)$, соответствующий режиму работы делителя при заданной расстройке. Когда угол $\varphi(\nu)$ станет больше критического $\varphi_{кр}$, устойчивый режим станет невозможным. Схема выйдет из

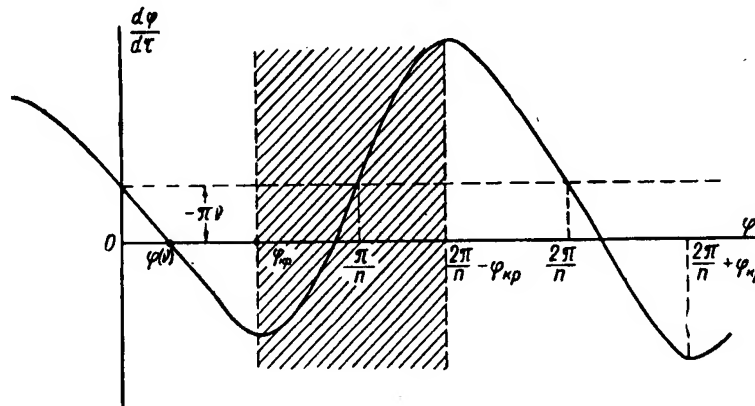


Рис. 7. Графическое решение уравнения (4).

режима деления частоты. Пользуясь рис. 7, можно получить выражение для полосы относительных расстроек, в которой сохраняется режим деления:

$$\nu_1 - \nu_2 = \frac{\Delta U_1}{\pi U_m} \sin \varphi_{кр}. \quad (11)$$

Рассмотрим влияние импульсной помехи на режим работы делителя. Импульс помехи, которая либо может быть создана в самой схеме делителя, либо поступит на вход делителя вместе с захватывающим напряжением, вызовет импульс анодного тока. Этот импульс анодного тока вызовет приращение фазы колебания на величину $\Delta\varphi_{пом}$. Величина приращения фазы определяется выражением:

$$\Delta\varphi_{пом} = \frac{1}{CU_m} \int_{t_1}^{t_2} i_n(t) \sin \varphi dt, \quad (12)$$

где: t_1 и t_2 — моменты начала и конца действия импульса тока помехи;

$i_n(t)$ — мгновенное значение тока через лампу, вызванного действием помехи в момент времени, соответствующий сдвигу фаз φ .

Действие импульса тока помехи заменим эквивалентным приращением напряжения на конденсаторе, вызывающим такое же приращение фазы,

$$\Delta U_{ном} \sin \varphi_{ном} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_n(\varphi) \sin \varphi dt, \quad (13)$$

тогда:

$$\Delta \varphi_{ном} = \frac{\Delta U_{ном} \sin \varphi_{ном}}{U_m}. \quad (14)$$

Определим эквивалентное приращение напряжения, которое вызовет перескок фазы. Для перескока фазы необходимо, чтобы угол φ стал больше критического $\varphi_{кр}$. Следовательно, для перескока фазы необходимо увеличение угла $\varphi(\nu)$ от стационарного значения, определяемого расстройкой, до критического значения $\varphi_{кр}$, то есть:

$$\Delta \varphi_{ном} > \varphi_{кр} - \varphi(\nu). \quad (15)$$

Учитывая выражение (14), получаем:

$$\frac{\Delta \varphi_{ном} \sin \varphi_{ном}}{U_m} > \varphi_{кр} - \varphi(\nu). \quad (16)$$

Найдем соотношение между приращением напряжения от захватывающей э.д.с., обеспечивающей заданную полосу деления $\nu_1 - \nu_2$, и приращением напряжения от помехи, вызывающей перескок фазы.

Разделив выражение (16) на выражение (11), получим:

$$\frac{\Delta U_{ном} \sin \varphi_{ном}}{\Delta U_1 \sin \varphi_{кр}} = \frac{\varphi_{кр} - \varphi(\nu)}{\pi(\nu_1 - \nu_2)}. \quad (17)$$

Из выражения (17) видно, что отношение приращения напряжения от помехи, необходимое для скачка фазы к приращению напряжения от захватывающей э.д.с., обратно пропорционально требуемой полосе деления $\nu_1 - \nu_2$ и растет с ростом критического угла $\varphi_{кр}$.

Регенеративный делитель частоты

Блок-схема регенеративного делителя частоты изображена на рис. 8. Будем считать всю инерционность сосредоточенной

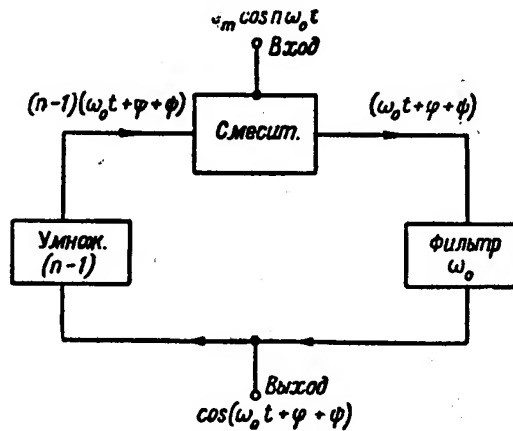


Рис. 8. Блок-схема регенеративного делителя частоты.

в контуре смесителя. При этом схема регенеративного делителя частоты примет вид, изображенный на рис. 9.

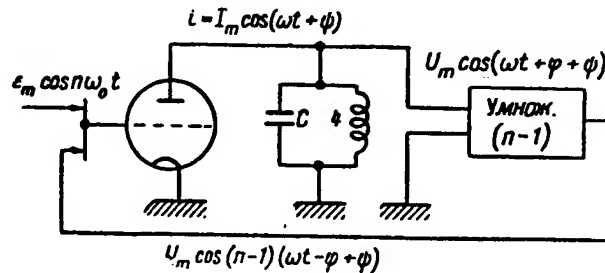


Рис. 9. Упрощенная схема регенеративного делителя частоты.

Найдем зависимость фазы импульса тока ψ от фазы умноженного напряжения $(n-1) \cdot (\varphi + \psi)$ с помощью временных диаграмм, изображенных на рис. 10.

Считаем, что импульс анодного тока возникает в момент, когда напряжение на сетке, равное сумме умноженного напря-

жения $U_{умн}$ и захватывающего напряжения e , максимально. Найдем фазу импульсов тока при ряде дискретных значений фазы умноженного напряжения.

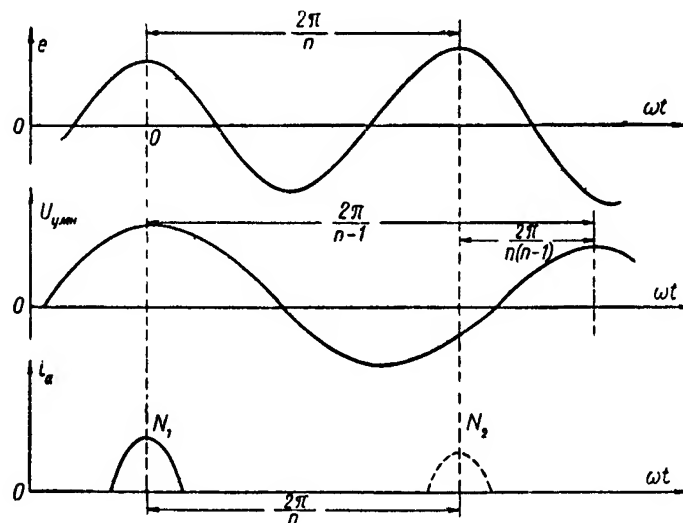


Рис. 10. Временные диаграммы напряжения на сетке и тока лампы.

1. $(\varphi + \psi) = 0$; $\psi = 0$; имеется один импульс (№ 1).
2. $(\varphi + \psi) = \frac{2\pi}{n(n-1)}$; $\psi = \frac{2\pi}{n}$; имеется один импульс (№ 2).
3. $(\varphi + \psi) = \frac{\pi}{n(n-1)}$; имеются два импульса тока:
 фаза первого импульса $\psi_1 = \frac{\pi}{n(n-1)}$,
 фаза второго импульса $\psi_2 = -\frac{\pi(2n-1)}{n(n-1)}$.

На рис. 11 изображен характер зависимости фазы импульсов тока от фазы умноженного напряжения. Если известен угол сдвига фаз в контуре φ_1 , то, пользуясь рис. 11, можно найти угол ψ_1 . Для этого следует отложить по оси $(\varphi + \psi)$ угол φ_1 , и из полученной точки провести прямую под углом 45° к осям до пересечения с

кривой $\psi = f(\varphi + \psi)$ (штрих-пунктирная линия на рис. 11). Точка пересечения прямой и кривой $f(\varphi + \psi)$ даст значения искомых фаз.

Рассмотрим соотношение между фазой тока и фазой напряжения на контуре преобразователя, пользуясь фазовой

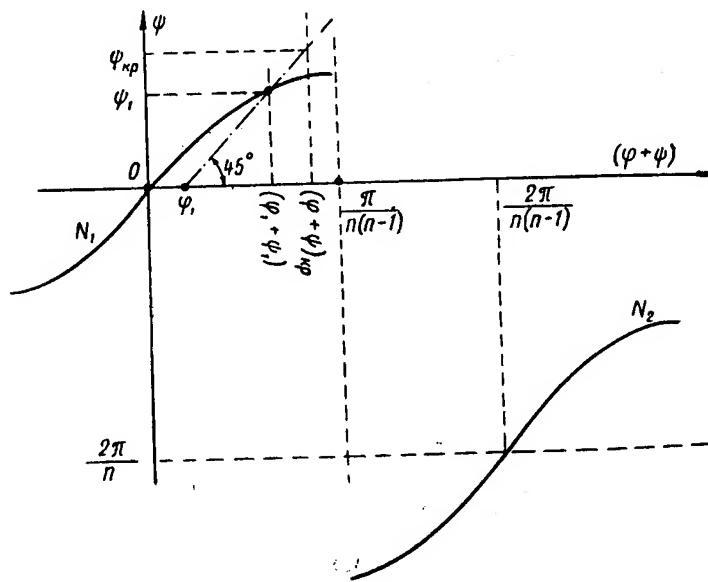


Рис. 11. Зависимость фазы импульсов тока от фазы умноженного напряжения.

плоскостью $(U, \frac{dU}{d\tau})$, изображенной на рис. 12. Под действием импульса тока будет возникать скачок напряжения ΔU . Уравнение установления фазы может быть получено из рассмотрения движения изображающей точки на фазовой плоскости. Оно имеет вид, аналогичный уравнению (1):

$$2\pi \frac{d\varphi}{d\tau} = -\pi\nu - \frac{1}{U_m} \{ \Delta U_1 \sin \varphi_1 - \Delta U_2 \sin \varphi_2 \}. \quad (18)$$

Построим характер зависимости:

$$f(\varphi + \psi) = \frac{1}{U_m} \{ \Delta U_1 \sin \varphi_1 - \Delta U_2 \sin \varphi_2 \}. \quad (19)$$

Для этого рассмотрим значение $f(\varphi + \psi)$ в районе ряда дискретных точек.

$$1. (\varphi + \psi) = 0; \Delta U_2 = 0; f(\varphi + \psi) = \frac{\Delta U}{U_m} \sin \varphi_1.$$

$$2. (\varphi + \psi) = \frac{\pi}{n(n-1)}; \Delta U_1 = \Delta U_2;$$

$$f\left(\frac{\pi}{n(n-1)}\right) < 0 \text{ ибо } \sin \varphi_2 > \sin \varphi_1.$$

3. Через нуль $f(\varphi + \psi)$ проходит при

$$(\varphi + \psi)_{f=0} < \frac{\pi}{n(n-1)}.$$

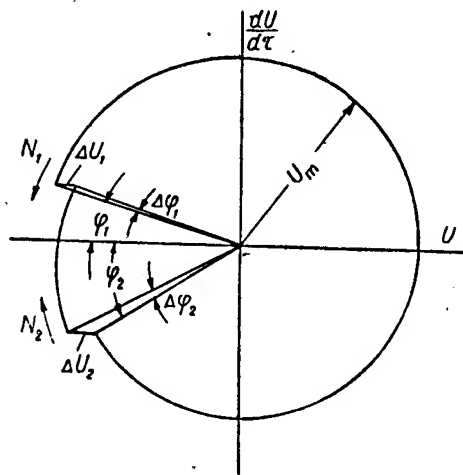


Рис. 12. Фазовая плоскость, изображающая напряжение на контуре.

4. Значение угла $(\varphi + \psi)_{кр}$, при котором функция $f(\varphi + \psi)$ проходит через максимум, меньше значения $(\varphi + \psi)_{f=0}$, следовательно:

$$(\varphi + \psi)_{кр} < \frac{\pi}{n(n-1)}.$$

5. При смещении умноженного напряжения на угол $(\varphi + \psi) = \frac{2\pi}{n(n-1)}$ вновь устанавливается только один импульс тока (№ 2), который смещен относительно первоначального на угол $\frac{2\pi}{n}$. Таким образом, вновь наступает

состояние равновесия $(\varphi=0; \psi=\frac{2\pi}{n})$, но уже для второго импульса.

Устойчивые состояния равновесия возможны на участках кривой $f(\varphi+\psi)$, имеющих положительный наклон.

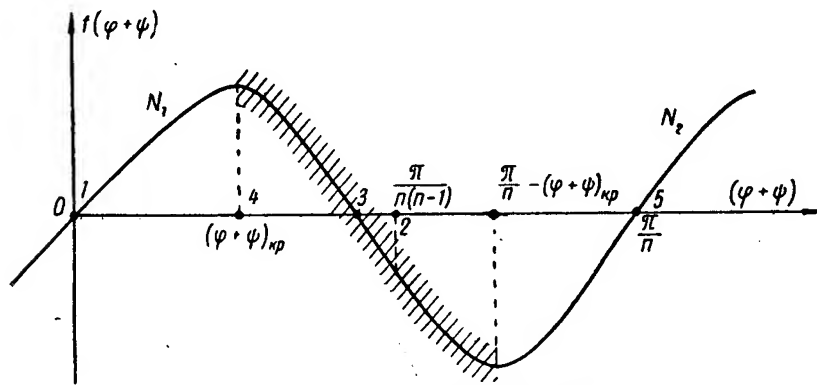


Рис. 13. Характер зависимости $f(\varphi+\psi)$.

Учитывая это, можно считать, что

$$\varphi_{кр} < (\varphi+\psi)_{кр} < \frac{\pi}{(n-1) \cdot n}. \quad (20)$$

Предельная полоса, в которой осуществляется деление, может быть определена из выражения:

$$\nu_1 - \nu_2 = \frac{\Delta U_1}{\pi U_m} \sin \varphi_{кр}. \quad (21)$$

Действие импульса помехи на регенеративный делитель может быть, так же как для делителя с захватыванием, заменено эквивалентным приращением напряжения на конденсаторе $\Delta U_{пом} \sin \varphi_{пом}$, которое вызывает приращение фазы на величину

$$\Delta \varphi_{пом} = \frac{\Delta U_{пом} \sin \varphi_{пом}}{U_m}. \quad (22)$$

Отношение приращения напряжения под действием помехи, вызывающее перескок фазы к приращению напряжения захватывающей э.д.с., обеспечивающего заданную полосу деле-

ния, находится так же, как для делителя с захватыванием и выражается формулой:

$$\frac{\Delta U_{ном} \sin \varphi_{ном}}{\Delta U_1 \sin \varphi_{кр}} = \frac{\varphi_{кр} - \varphi(\nu)}{\pi(\nu_1 - \nu_2)}. \quad (23)$$

З а к л ю ч е н и е

Назовем отношение эквивалентного приращения напряжения на конденсаторе под действием импульса помехи $\Delta U_{ном} \sin \varphi_{ном}$, вызывающей перескок фазы к приращению напряжения ΔU_1 , обеспечивающего заданную полосу деления $\nu_1 - \nu_2$ „импульсной помехоустойчивостью“ P_n . Тогда согласно выражениям (17) и (23) для обоих рассмотренных делителей импульсная помехоустойчивость выразится одной формулой:

$$P_n = \frac{\Delta U_{ном} \sin \varphi_{ном}}{\Delta U_1} = \frac{[\varphi_{кр} - \varphi(\nu)] \sin \varphi_{кр}}{\pi(\nu_1 - \nu_2)}. \quad (24)$$

Однако для делителя с непосредственным захватыванием значения критического угла $\varphi_{кр}$ может быть получено значительно большим, чем в регенеративном делителе при том же коэффициенте деления n .

Согласно выражениям (11) и (22) максимальное значение критического угла для делителя с захватыванием может быть получено близким к величине

$$\varphi_{кр макс} < \frac{\pi}{n}, \quad (25)$$

а для регенеративного делителя—меньше величины

$$\varphi_{кр макс} < \frac{\pi}{n(n-1)}. \quad (26)$$

В таблице 1 приводится значение импульсной помехоустойчивости для ряда значений коэффициента деления n для частного случая: $\nu_{макс} = \pm 10\%$; $\nu = 0$; $\varphi_{кр} = \varphi_{макс}$.

Таблица 1.

Значение P	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$	$n=8$
Делитель с захватыванием	14,5	9	6	4	3	2,5
Регенеративный делитель	4	1	0,4	0,17	0,09	0,05

Из приведенного анализа вытекает, что для повышения импульсной помехоустойчивости следует:

1. Применять схему делителя с непосредственным захватыванием, а не схему регенеративного делителя.

2. Уменьшать требуемую полосу деления $\nu_1 - \nu_2$.

3. Уменьшать коэффициент деления n на каскад.

4. Работать при минимальной расстройке $|\nu|_{\min}$.

5. Увеличивать значение критического угла $\varphi_{кр}$, для чего следует увеличивать параметры Q_{pSK} генератора. Однако надо иметь в виду, что максимальное значение Q определяется требуемой полосой деления $\nu_1 - \nu_2$.

6. Уменьшать возможные импульсы тока, вызываемые импульсными помехами, ставя ограничители амплитуды импульсов тока.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАЗИТНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ И ЗАХВАЧЕННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ДЕЙСТВИИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ПОМЕХИ

Канд. техн. наук доц. *К. А. Самойло.*

В ряде случаев на усилитель или захваченный генератор действует, кроме полезного (усиливаемого или захватываемого) синусоидального напряжения, напряжение помехи. При этом фаза выходного напряжения колеблется.

Рассмотрим изменение фазы выходного напряжения в случае, если на усилитель или генератор воздействует полезный синусоидальный сигнал:

$$e_0 = \epsilon_0 \cos \omega_0 t \quad (1)$$

и синусоидальная помеха

$$e_n = \epsilon_n \cos (\omega_n t + \varphi_n). \quad (2)$$

Наложим условия, которые в большинстве случаев выполняются:

1) амплитуда сигнала много больше амплитуды помехи

$$\epsilon_0 \gg \epsilon_n; \quad (3)$$

2) относительная разность частот помехи и сигнала мала

$$\frac{\omega_0 - \omega_n}{\omega_0} \ll 1. \quad (4)$$

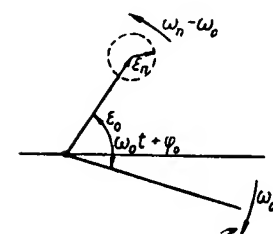


Рис. 1. Векторная диаграмма напряжений сигнала и помехи.

Векторная диаграмма для сигнала и помехи, действующих на систему, изображена на рис. 1. Фаза суммарного напряжения может быть записана в виде:

$$\psi_{\Sigma x} = \omega_0 t + \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \sin (\omega_n - \omega_0) t = \omega_0 t + \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \sin \Omega t, \quad (5)$$

где $\Omega = \omega_n - \omega_0$.

Переменная составляющая фазы равна

$$\psi_{вх} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} \sin \Omega t. \quad (5-a)$$

Амплитуда колебания фазы входного напряжения будет

$$\psi_{вх макс} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0}. \quad (6)$$

На основании неравенства (3) можно записать:

$$\psi_{вх макс} \ll 1. \quad (3-a)$$

Найдем амплитуду колебания фазы на выходе трех систем:

- 1) линейного резонансного усилителя;
- 2) нелинейного резонансного усилителя;
- 3) захваченного генератора.

Линейный одноконтурный резонансный усилитель

Частотная характеристика одноконтурного резонансного усилителя имеет вид:

$$\frac{K_\omega}{K_{\omega p}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega - \omega_p)}{\omega_p} \right]^2}}, \quad (7)$$

где: K_ω — усиление на частоте;

$K_{\omega p}$ — усиление на резонансной частоте ω_p ;

Q — добротность контура усилителя.

Для определения выходного напряжения линейного резонансного усилителя применим принцип суперпозиции. Определим отдельно амплитуды напряжения сигнала и помехи на выходе усилителя.

В случае точной настройки резонансного усилителя на частоту сигнала

$$\omega_p = \omega_0 \quad (8)$$

получим выражения для выходных амплитуд:

$$U_{0 вых макс} = K_{\omega p} \cdot \varepsilon_0,$$

$$U_{п вых макс} = K_{\omega п} \varepsilon_n = \frac{K_{\omega p} \varepsilon_n}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_p)}{\omega_p} \right]^2}}, \quad (9)$$

где: $U_{0 \text{ вых макс}}$ — амплитуда сигнала на выходе;
 $U_{п \text{ вых макс}}$ — амплитуда помехи на выходе.

Амплитуда колебания фазы выходного напряжения

$$\psi_{\text{вых макс}} = \frac{U_{п \text{ вых макс}}}{U_{0 \text{ вых макс}}} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_0)}{\omega_0} \right]^2}}. \quad (10)$$

Коэффициент уменьшения амплитуды колебания фазы на выходе по сравнению с колебанием на входе равен:

$$a = \frac{\psi_{\text{вых макс}}}{\psi_{\text{вх макс}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_0)}{\omega_0} \right]^2}}. \quad (11)$$

Аналогичным путем можно получить величину коэффициента уменьшения колебаний фазы на выходе по сравнению с колебанием на входе для случая неточной настройки усилителя на частоту сигнала $\omega_p \neq \omega_0$. Получается выражение:

$$a = \frac{\psi_{\text{вых макс}}}{\psi_{\text{вх макс}}} = \frac{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_0 - \omega_p)}{\omega_p} \right]^2}}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_p)}{\omega_p} \right]^2}}. \quad (11-a)$$

Резонансный усилитель, работающий в нелинейном режиме

Метод суперпозиции в этом случае неприменим. Воспользуемся методом фазовой плоскости. Заменим реально протекающие импульсы анодного тока равновеликими по площади бесконечно короткими импульсами (рис. 2).

Под действием каждого импульса напряжение на конденсаторе мгновенно изменяется на величину

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a dt, \quad (12)$$

где ΔU_c — приращение напряжения на конденсаторе под действием каждого импульса тока.

Установившийся режим колебаний напряжения на анодном контуре резонансного усилителя изобразится на фазовой плоскости в виде замкнутого цикла (рис. 3).

Пользуясь изображением фазовой плоскости (рис. 3) и учитывая, что за период амплитуда свободных колебаний уменьшается на величину, примерно равную $\alpha T U_m$, получаем

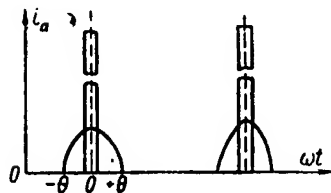


Рис. 2. Реальная и идеальная форма импульсов анодного тока лампы.

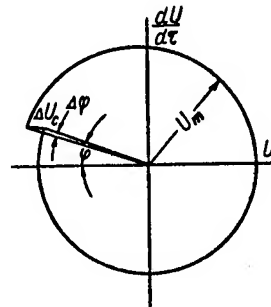


Рис. 3. Портрет установившегося режима на фазовой плоскости.

дифференциальные уравнения, характеризующие режим установления амплитуды и фазы колебаний. Эти уравнения имеют вид:

$$\frac{dU_m}{dt} = \frac{\Delta U_c}{T} \cos \varphi - \alpha U_m, \quad (13-a)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = (\omega_i - \omega_p) - \frac{\Delta U_c}{U_m T} \sin \varphi, \quad (13-b)$$

где: U_m — амплитуда колебаний напряжения на контуре;
 φ — фаза импульса тока относительно нулевой фазы колебаний на контуре;
 T — период колебаний;
 α — затухание, которое определяется параметрами контура:

$$\alpha = \frac{r}{2L} = \frac{\omega}{2Q}, \quad (14)$$

здесь ω_i — мгновенное значение круговой частоты импульсов анодного тока, которое определяется выражением:

$$\omega_i = \frac{d\psi_{ax}}{dt} = \omega_0 + \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \Omega \cos \Omega t. \quad (15)$$

Найти строгое решение системы уравнений (13-а и 13-б) трудно.

Для случая малых колебаний фазы импульсов тока (неравенство 3-а) можно перейти от системы нелинейных уравнений (13-а и 13-б) к системе укороченных линейных уравнений:

$$\frac{d\Delta U_m}{dt} = \left[\frac{\partial U_m(U_m \varphi)}{\partial U_m} \right]_{U_{m0} \varphi_0} \cdot \Delta U_m + \left[\frac{\partial U_m(U_m \varphi)}{\partial \varphi} \right]_{U_{m0} \varphi_0} \cdot \varphi_{\sim}, \quad (16-a)$$

$$\frac{d\varphi_{\sim}}{dt} = \left[\frac{\partial \varphi(U_m \varphi)}{\partial U_m} \right]_{U_{m0} \varphi_0} \cdot \Delta U_m + \left[\frac{\partial \varphi(U_m \varphi)}{\partial \varphi} \right]_{U_{m0} \varphi_0} \cdot \varphi_{\sim}. \quad (16-b)$$

Решение может быть еще упрощено разбиением задачи на две части.

Первая задача для случая, когда колебания фазы происходят настолько быстро, что амплитуда колебаний напряжения на контуре не успевает изменяться. При этом стационарная амплитуда определяется из выражения (13-а) при постоянном значении фазы

$$U_m = \frac{\Delta U_c}{\alpha T} \cos \varphi_0, \quad (17)$$

где φ_0 — среднее значение фазы.

Учитывая выражения (15, 16-б и 17), получаем укороченное линейное дифференциальное уравнение для переменной составляющей фазы:

$$\frac{d\varphi_{\sim}}{dt} = -\alpha \varphi_{\sim} + \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} \Omega \cos \Omega t. \quad (18)$$

Вторая задача для случая, когда колебания фазы происходят настолько медленно, что амплитуда колебаний напряжения на контуре успевает устанавливаться соответствующей мгновенному значению фазы.

При этом мгновенное значение амплитуды определяется на основании выражения (13-а) и равно

$$U_m = \frac{\Delta U_c}{\alpha T} \cos \varphi. \quad (17-a)$$

Учитывая выражения (15, 16-б и 17-а), получаем укороченное линейное дифференциальное уравнение для переменной составляющей фазы:

$$\frac{d\varphi_{\sim}}{dt} = -\frac{\alpha}{\cos^2 \varphi_0} \varphi_{\sim} + \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} \Omega \cos \Omega t. \quad (18-a)$$

Истинное решение задачи лежит между двумя предельными решениями. При больших расстройках частоты помехи относительно частоты сигнала (Ω велико) истинное решение приближается к решению первой задачи (18), при малых расстройках (Ω мало) — к решению второй задачи (18-а).

Из сравнения выражений (18 и 18-а) видно, что они отличаются только величиной постоянного коэффициента. Следовательно, достаточно найти решение для первой задачи и потом, изменив значение коэффициента α , получить решение второй задачи.

Решение уравнения (18) для установившегося режима имеет вид:

$$\varphi_{\sim} = \frac{\frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \Omega}{\Omega^2 + \alpha^2} [\alpha \cos \Omega t + \Omega \sin \Omega t]. \quad (19)$$

Найдем переменную составляющую фазы выходного напряжения $\varphi_{\sim \text{вых}}$.

Переменная составляющая фазы импульсов тока $\varphi_{i\sim}$ равна переменной составляющей фазы выходного напряжения $\varphi_{\sim \text{вых}}$ плюс найденная переменная составляющая угла φ_{\sim} :

$$\varphi_{i\sim} = \varphi_{\sim \text{вых}} + \varphi_{\sim}. \quad (20)$$

Переменная составляющая фазы импульсов тока согласно выражению (5-а) равна:

$$\varphi_{i\sim} = \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \sin \Omega t. \quad (5-6)$$

Подставив в выражение (20) значения углов из формулы (5-6) и (19), получим выражение для переменной составляющей фазы выходного напряжения

$$\varphi'_{\sim \text{вых}} = \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \sin \Omega t - \frac{\frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \Omega}{\alpha^2 + \Omega^2} [\alpha \cos \Omega t + \Omega \sin \Omega t]. \quad (21)$$

Откуда определяем амплитуду колебаний фазы выходного напряжения при быстрых изменениях фазы

$$\psi'_{\text{вых макс}} = \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_n - \omega_0}{\alpha}\right)^2}}. \quad (22)$$

Заменяя коэффициент α на $\frac{\alpha}{\cos^2 \varphi_0}$, найдем амплитуду колебаний фазы выходного напряжения при медленных изменениях фазы:

$$\psi''_{\text{вых макс}} = \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{(\omega_n - \omega_0) \cos^2 \varphi_0}{\alpha} \right]^2}}. \quad (22-a)$$

Воспользовавшись формулами (6), (22) и (22-a), получим выражения для коэффициента уменьшения амплитуды колебаний фазы на выходе по сравнению с амплитудой на входе.

Для случая быстрого изменения фазы

$$a' = \frac{\psi'_{\text{вых макс}}}{\psi_{\text{вх макс}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_0)}{\omega_0} \right]^2}}. \quad (23)$$

Для случая медленного изменения фазы

$$a'' = \frac{\psi''_{\text{вых макс}}}{\psi_{\text{вх макс}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_0) \cos^2 \varphi_0}{\omega_0} \right]^2}}. \quad (24)$$

Сравнивая выражение (6) для линейного усилителя с выражением (23) для нелинейного усилителя, убеждаемся, что с точки зрения амплитуды колебаний фазы на выходе эти усилители эквивалентны.

Генератор с самовозбуждением, захваченный частотой сигнала ω_0

Пользуясь фазовой плоскостью, получаем дифференциальные уравнения установления амплитуды и фазы, аналогичные уравнениям для нелинейного усилителя. Рассматривая отдельно две задачи, получаем два дифференциальных уравнения.

1. Для быстрых изменений фазы, когда амплитуду колебаний можно считать постоянной:

$$\frac{d\varphi'}{dt} = (\omega_i - \omega_p) - \frac{\alpha}{\cos \varphi_0} \sin \varphi. \quad (25-a)$$

2. Для медленных изменений фазы, когда амплитуда успевает устанавливаться:

$$\frac{d\varphi''}{dt} = (\omega_i - \omega_p) - \frac{\alpha}{\cos \varphi} \sin \varphi. \quad (25-b)$$

Заранее предполагаем, что фаза выходного напряжения изменяется по гармоническому закону с частотой:

$$\begin{aligned} \Omega &= \omega_n - \omega_0, \\ \psi_{\text{aux}} &= A \sin \Omega t + B \cos \Omega t. \end{aligned} \quad (26)$$

Напряжение, действующее в цепи сетки, складывается из трех напряжений: 1) напряжение, наведенное за счет обратной связи (ω_0 , U_m); 2) напряжение захватывающего сигнала (ω_0 , ϵ_0); 3) напряжение помехи (ω_n , ϵ_n).

На рис. 4 изображена векторная диаграмма напряжений, действующих в цепи сетки. Из векторной диаграммы

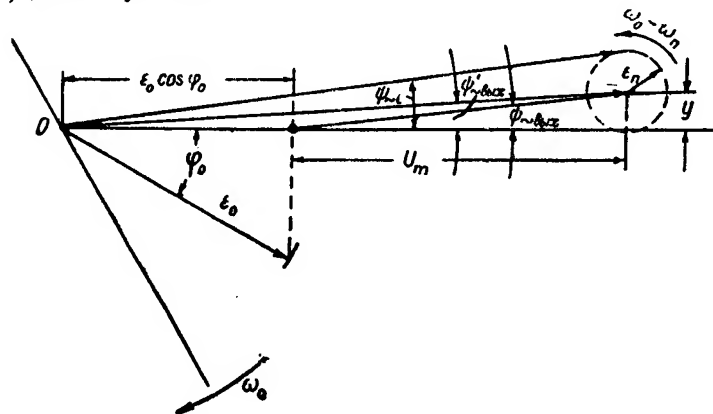


Рис. 4. Векторная диаграмма напряжений, действующих на сетку захваченного генератора.

находим соотношение между переменной составляющей фазы выходного напряжения $\psi_{\text{вых}}$ и переменной составляющей фазы импульсов тока $\psi_{\text{и}}$. Учитывая, что углы $\psi'_{\text{вых}}$ и $\psi_{\text{вых}}$ малы, можно записать:

$$\psi_{\sim \text{sex}} \cong \text{tg } \psi_{\sim \text{sex}} = \frac{y}{U_m} \quad (27-a)$$

И

$$\psi'_{\sim \text{снх}} \cong \text{tg } \psi'_{\sim \text{снх}} = \frac{y}{U_m + \varepsilon_0 \cos \varphi_0}. \quad (27-6)$$

После простейших преобразований из выражений (27-а) и (27-б) получаем:

$$\psi'_{\sim \sin x} = \frac{\psi_{\sim \sin x}}{1 + \frac{\epsilon_0 \cos \varphi_0}{U_m}}. \quad (27)$$

Тогда переменная составляющая фазы импульсов тока будет:

$$\psi_{\sim i} = \frac{\epsilon_n}{U_m} \sin \Omega t + A' \sin \Omega t + B' \cos \Omega t, \quad (28)$$

где:

$$A' = \frac{A}{\left(1 + \frac{\epsilon_0}{U_m} \cos \varphi_0\right)}, \quad (28-a)$$

$$B' = \frac{B}{\left(1 + \frac{\epsilon_0}{U_m} \cos \varphi_0\right)}. \quad (28-б)$$

Отсюда угловая частота импульсов анодного тока равна:

$$\omega_i = \frac{d\varphi_i}{dt} = \omega_0 + \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \Omega \cos \Omega t + A' \Omega \cos \Omega t - B' \Omega \sin \Omega t. \quad (29)$$

Подставив найденное значение частоты импульсов анодного тока в дифференциальные уравнения (25-а) и (25-б) и переходя к укороченным дифференциальным уравнениям, получаем: для быстрых изменений фазы:

$$\frac{d\psi'_{\sim}}{dt} = -\alpha\psi'_{\sim} + \left(\frac{\epsilon_n}{U_m} + A'\right) \Omega \cos \Omega t - B' \Omega \sin \Omega t; \quad (30-a)$$

для медленных изменений фазы:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi''_{\sim}}{dt} = & -\frac{\alpha}{\cos^2 \varphi_0} \psi''_{\sim} + \left(\frac{\epsilon_n}{U_m} + A'\right) \Omega \cos \Omega t - \\ & - B' \Omega \sin \Omega t. \end{aligned} \quad (30-б)$$

Применяя тот же метод, что и для нелинейного усилителя, находим амплитуду переменной составляющей фазы выходного напряжения. Получаем сложное выражение:

$$\psi_{\text{макс вых}} = \epsilon'_n = \frac{\sqrt{\epsilon'_0 + \xi^2 - 2\epsilon'_0 \xi^2 + 3\epsilon'_0{}^2 \xi^2 - 2\xi^4 + 3\epsilon'_0 \xi^4 + 2\xi^6 + 2\epsilon'_0 \xi^6}}{[\epsilon'_0 \xi^2 + \epsilon'_0 + \xi^2]^2 + \xi^2}, \quad (31)$$

$$\text{где:} \quad \epsilon'_n = \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0}, \quad (31-a)$$

$$\epsilon'_0 = \frac{\epsilon_0}{U_m} \cos \varphi_0, \quad (31-б)$$

$$\xi = Q \frac{2(\omega_n - \omega_0)}{\omega_0}. \quad (31-в)$$

Это выражение может быть значительно упрощено для области малых расстроек.

Для области расстроек $0 < \xi < 0,1$ получаем:

для быстрых изменений фазы, когда амплитуду можно считать постоянной:

$$\psi'_{\text{макс вых}} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0 \cos \varphi_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_0) U_m}{\omega_0 \varepsilon_0 \cos \varphi_0} \right]^2}}; \quad (32-a)$$

для медленных изменений фазы, когда амплитуда успевает устанавливаться:

$$\psi''_{\text{макс вых}} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0 \cos \varphi_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2(\omega_n - \omega_0) U_m \cos \varphi_0}{\omega_0 \varepsilon_0} \right]^2}}. \quad (32-b)$$

Когда захватывающая частота равна резонансной частоте генератора $\omega_0 = \omega_p$, выполняется условие*

$$\cos \varphi_0 = 1. \quad (33)$$

При этом выражения для обоих случаев совпадают:

$$\psi_{\text{вых макс}} = \frac{\varepsilon_n}{\varepsilon_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \cdot \frac{U_m}{\varepsilon_0} \frac{2(\omega_n - \omega_0)}{\omega_0} \right]^2}}. \quad (32)$$

Коэффициент уменьшения амплитуды фазовой модуляции на выходе по сравнению с входом будет:

$$a = \frac{\psi_{\text{вых макс}}}{\psi_{\text{вх макс}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \left(\frac{U_m}{\varepsilon_0} \right) \frac{2(\omega_n - \omega_0)}{\omega_0} \right]^2}}. \quad (34)$$

Сравнивая выражение (34) с выражениями (6) и (23), заключаем, что переход от усилителя к захваченному генератору эквивалентен повышению добротности контура усилителя в $\frac{U_m}{\varepsilon_0}$ раз.

Учитывая, что ширина полосы захватывания $2\Delta\omega_{\text{захв}}$ генератора определяется выражением:

$$2\Delta\omega_{\text{захв}} = \frac{\varepsilon_0 \omega_0}{U_m Q}, \quad (35)$$

* При этом сдвиг фазы в цепи обратной связи должен быть равен нулю.

получаем выражение для коэффициента уменьшения амплитуды фазовой модуляции в захваченном генераторе:

$$a = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2(\omega_n - \omega_0)}{2\Delta \omega_{зах}} \right]^2}}. \quad (36)$$

Уменьшение ширины полосы захватывания генератора по сравнению с разностью частот помехи и сигнала уменьшает паразитную фазовую модуляцию.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ, ВОЗНИКАЮЩАЯ В УМНОЖИТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ

Канд. техн. наук доц. К. А. Самойло и инж. Н. В. Таланина.

В настоящее время для повышения точности измерения разности фаз широко применяется умножение частоты и фазы. Умноженная разность фаз измеряется грубыми фазометрами (рис. 1).

Умножение частоты и фазы производится с помощью резонансных умножителей с контурами, настроенными на соответствующую гармонику входного сигнала (рис. 2). При этом

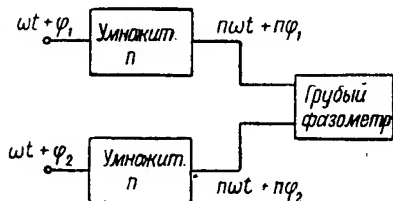


Рис. 1. Блок-схема фазометра.

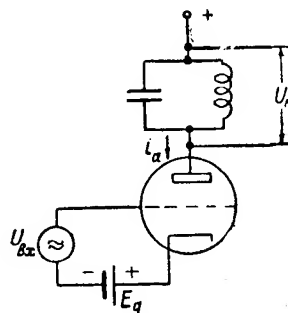


Рис. 2. Схема умножителя частоты.

к ошибке измерения грубым фазометром добавляется ошибка за счет того, что умножители имеют собственные фазовые сдвиги, неравные и неодинаково изменяющиеся при изменении амплитуды и частоты входных сигналов и параметров умножителей. Эту ошибку можно исключить, если использовать один канал умножения и пропускать через него попеременно входные сигналы. Однако остается еще ошибка, которая получается вследствие неточной настройки контура умножителя

на соответствующую гармонику и зависит от измеряемой разности фаз. Эта ошибка в литературе не рассмотрена и не учитывалась при оценке точности фазометров, использующих умножение.

Рассмотрим эту ошибку. Обычно умножители частоты работают с малым углом отсечки анодного тока. Поэтому заменим импульс анодного тока лампы бесконечно коротким импульсом с площадью, равной площади действительного импульса. Под действием импульса тока в анодном контуре возникают колебания с собственной частотой ω_p . Если контур точно настроен на n -ую гармонику входного сигнала, то за время между импульсами фаза на выходе умножителя изменится на величину $2\pi n$, и процесс в анодном контуре можно представить на фазовой плоскости так, как показано на рис. 3-а. Здесь $n=3$, U_k — напряжение на емкости контура, приращение U_k

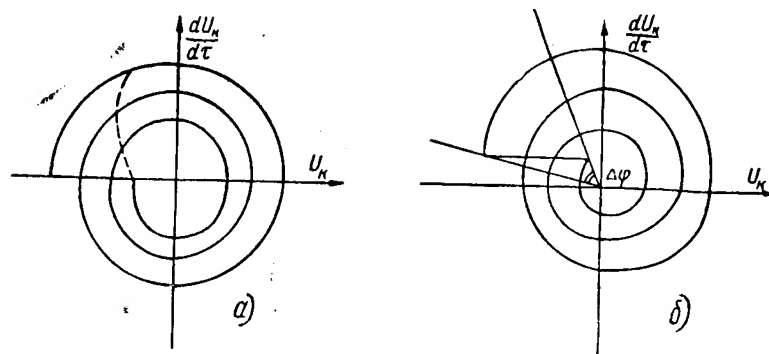


Рис. 3. Фазовые траектории колебаний в контуре.

получается через период входного сигнала за счет импульса анодного тока. Фаза выходного напряжения в этом случае изменяется по закону

$$\varphi_{\text{вых}} = n\omega t \text{ (рис. 4, кривая 1).}$$

Если анодный контур расстроен относительно n -ой гармоники входного сигнала на величину $\frac{\Delta f}{f}$, то за время между импульсами фаза на выходе изменится на величину $2\pi \cdot n + \Delta\varphi$, и процесс в контуре можно представить на фазовой плоскости так, как показано на рис. 3-б. Импульс анодного тока изменяет фазу колебаний на ве-

личину $\Delta\varphi$. Изменение фазы на выходе будет уже не плавное, а скачками (рис. 4, кривая 2).

Отличие фазы от величины $n\omega t$ назовем *отклонением фазы*, а величину $\Delta\varphi$ — *скачком фазы*.

Определим, как выражается $\Delta\varphi$ через расстройку контура $\alpha = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta T}{T}$. Период n -ой гармоники входного сигнала равен T_n , период собственных колебаний контура — T_p , абсолютная расстройка контура — $\Delta T = T_n - T_p$, период

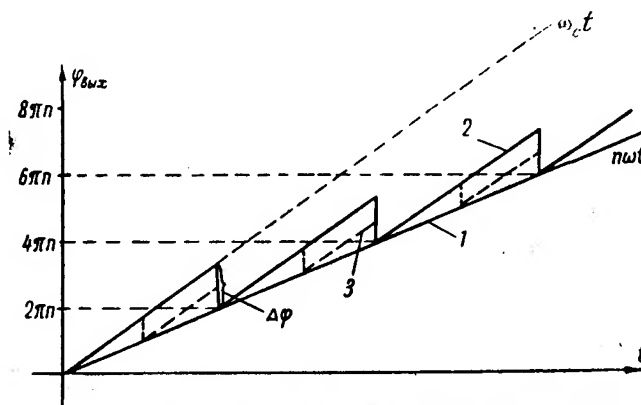


Рис. 4. Изменение фазы на выходе умножителя.

входного сигнала — $T_0 = nT_n = nT_p + n\Delta T$. За период времени nT_p фаза колебаний на выходе изменится на $n \cdot 2\pi$, а за период T_0 на $n \cdot 2\pi + \Delta\varphi$. Отсюда получаем пропорцию:

$$\frac{T_0}{nT_p} = \frac{n \cdot 2\pi + \Delta\varphi}{n \cdot 2\pi}.$$

Подставим выражение для T_0 и получим:

$$\frac{\Delta T}{T_p} = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot n},$$

то есть:

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot n \cdot \frac{\Delta T}{T} = 2\pi \cdot n \cdot \alpha. \quad (1)$$

Теперь рассмотрим, каким образом скачкообразное изменение фазы на выходе умножителя повлияет на точность измерения разности фаз.

Рассмотрим это для одноканального фазометра с осциллографическим индикатором. Блок-схема такого фазометра дана

на рис. 5. В таком фазометре входные сигналы попеременно проходят через один и тот же умножитель. Напряжения с умноженной фазой создают круговую развертку, фаза которой при переключении входных сигналов меняется на величину, равную умноженной входной разности фаз. Метки на круговой развертке создаются непрерывно одним из входных сигналов. Рассмотрим несколько вариантов схем таких фазометров.

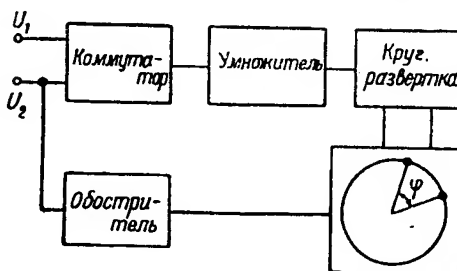


Рис. 5. Блок-схема одноканального фазометра, вариант 1.

1. Фазометр без понижения частоты на выходе (рис. 5). Круговая развертка создается напряжением умноженной частоты, метки — напряжением входной частоты. Считаем, что на выходе блока, вырабатывающего круговую развертку, фаза

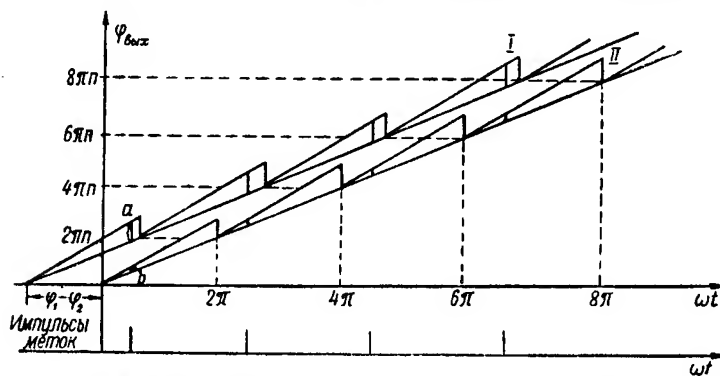


Рис. 6. Изменение фазы на входе индикатора фазометра для варианта 1.

изменяется так же, как и на входе. Если же этот блок содержит резонансные контуры, то отклонения фазы будут несколько сглажены. Мы пренебрежем этим. На рис. 6 показано изме-

нение круговой развертки и напряжения меток во времени. Из рисунка видно, что на трубке индикатора разность фаз между метками равна (рис. 7):

$$n(\varphi_1 - \varphi_2) + a - b,$$

где $\varphi_1 - \varphi_2$ — входная разность фаз.

Ошибка измерения умноженной разности фаз $-(a-b)/$. Эта ошибка в зависимости от величины измеряемой разности фаз

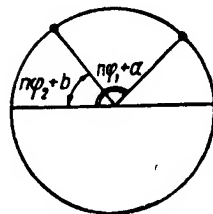


Рис. 7. Осциллограмма на экране электронно-лучевой трубки.

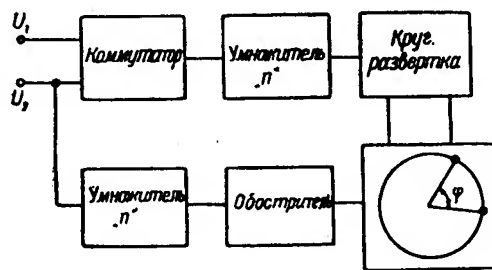


Рис. 8. Блок-схема одноканального фазометра, вариант 2.

и от положения импульса метки относительно фазы входных напряжений меняется. Предельное значение величины $|a-b|$ равно $\Delta\varphi$.

2. Фазометр без понижения частоты на выходе. Круговая развертка получается тем же способом, а метки создаются непрерывным напряжением с умноженной в n раз частотой (рис. 8). Для этого случая, пользуясь рис. 9, можно нанести положение меток на трубке индикатора (рис. 10). Из рис. 10 видно, что отклонение фазы в умножителе вызывает здесь равномерное дрожание метки. Это дрожание при большом коэффициенте умножения близок к $\Delta\varphi$.

3. Фазометр, в котором частота на выходе понижается путем преобразования (рис. 11). В качестве гетеродинного напряжения служит умноженное в m -ое число раз (например в $n-1$) одно из входных напряжений. Такое преобразование назовем синхронным. Для простоты будем считать, что вспомогательное умножение в $n-1$ раз производится идеально, то есть на настроенных точно контурах. Это предположение не

повлияет на результаты выводов. Считаем, что преобразователь работает с большим смещением, и импульсы анодного тока появляются в момент максимума управляющего напряжения,

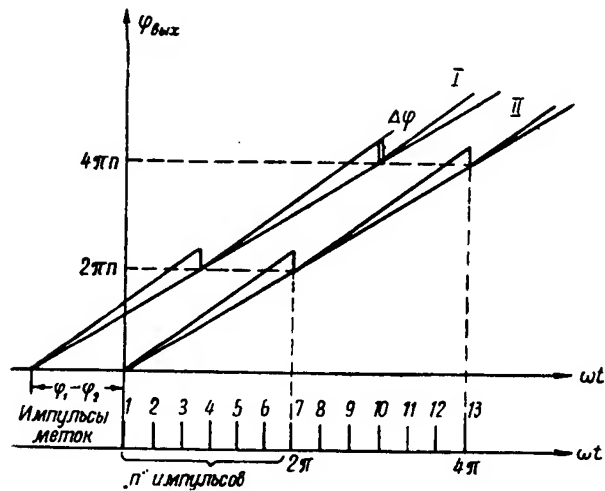


Рис. 9. Изменение фазы на входе индикатора фазометра для варианта 2.

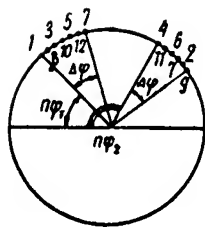


Рис. 10. Осциллограмма на экране электронно-лучевой трубки.

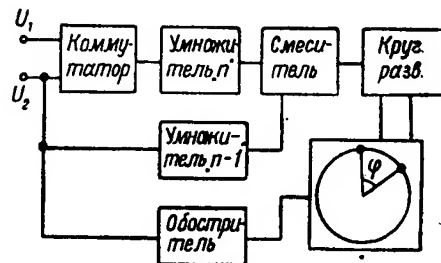


Рис. 11. Блок-схема фазометра с преобразованием частоты.

то есть (рис. 12) через периоды времени, за которые разность фаз между колебаниями сигнала и гетеродина изменится на величину 2π :

$$\varphi_{\text{вых}} - \omega_r t = 2\pi \cdot K + \varphi_0, \quad \text{где } K = 1, 2, \dots, n.$$

Запишем изменение фазы на выходе цепи умножителей так:

$$\varphi_{\text{вых}} = n\omega t + a(t) \cdot t,$$

где $a(t) \cdot t$ — отклонение фазы от $n\omega t$ (рис. 6 или 9). Тогда время между импульсами анодного тока лампы преобразователя t можно найти из выражения:

$$n\omega t + a(t) \cdot t - \omega_r t = 2\pi.$$

В результате получаем:

$$t = \frac{2\pi}{n\omega - \omega_r + a(t)}.$$

Угловая частота импульсов равна:

$$\Omega = 2\pi \cdot \frac{1}{t} = n\omega - \omega_r + a(t),$$

то есть фаза импульсов тока лампы преобразователя Φ имеет отклонение от $(n\omega - \omega_r) \cdot t$, равное отклонению фазы на выходе умножителей. Импульсы тока возбуждают контур преобразователя. Фазовая модуляция напряжения на контуре несколько ослабляется по сравнению с фазовой модуляцией тока за счет инерционности контура. Мы пренебрежем этим ослаблением и положим ее равной $a(t) \cdot t = \Delta\varphi_{\text{вых}}$. Для рассматриваемого случая $\omega_r = (n-1)\omega$ и $\Phi = \omega t + \Delta\varphi_{\text{вых}}$. На выходе умножителя и, следовательно, на выходе преобразователя, отклонение фазы изменится периодически с частотой ω , то есть в каждый период колебаний промежуточной частоты фаза отклоняется от величины ωt одинаково. В результате метки, повторяющиеся также с частотой ω , приходят в моменты одного и того же фазового отклонения. Разность фаз на выходе измеряется с ошибкой $\Delta\varphi_{\text{вых I}} - \Delta\varphi_{\text{вых II}}$. Предельное значение этой ошибки равно $\Delta\varphi$.

4. Фазометр, в котором частота на выходе понижается так, что $n\omega - \omega_r$ одного порядка с ω , но частота гетеродина не кратна ω (несинхронное преобразование). Круговая развертка и метка повторяются с промежуточной частотой

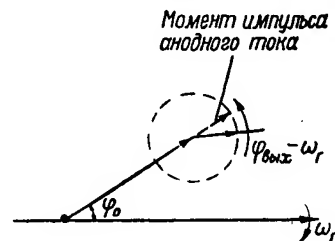


Рис. 12. Векторная диаграмма напряжений на сетке преобразователя.

той $n\omega - \omega_r$. В этом случае фаза импульсов тока лампы преобразователя равна:

$$\Phi = (n\omega - \omega_r)t + \Delta\varphi_{вых}.$$

Здесь уже частота изменения $\Delta\varphi_{вых}$ не кратна преобразованной частоте $n\omega - \omega_r$, а лишь близка. Поэтому метка, повторяющаяся с частотой $n\omega - \omega_r$, приходит каждый раз при разных значениях отклонения фазы, и на экране осциллографа получится дрожание метки на величину, близкую к $\Delta\varphi$, как и во втором случае.

Следовательно, если при измерении разности фаз пользоваться вариантами построения схемы, рассмотренными в пп. 1 и 3, то возможна ошибка измерения за счет умножителей, равная

$$\frac{\Delta\varphi}{n} = \Delta\varphi_{вых макс}.$$

Если пользоваться вариантами, рассмотренными в пп. 2 и 4, то возникает дрожание метки на величину $\Delta\varphi$.

Для повышения точности измерения разности фаз приходится использовать большие коэффициенты умножения. По-

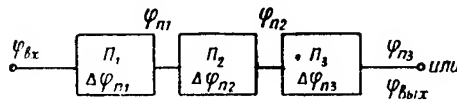


Рис. 13. Блок-схема цепи умножителей.

следний трудно получить от одного умножителя. Поэтому применяют цепь умножителей. Рассмотрим, как складываются отклонения фазы в случае применения цепи умножителей с коэффициентами умножения $n_1 n_2 \dots n_k$.

Рассмотрим результирующее отклонение фазы на примере цепи, состоящей из трех удвоителей (рис. 13), из которых каждый относительно нужной гармоники предыдущего расстроен на случайную величину α . На рис. 14-а и -б построено изменение фазы на выходе каждого из умножителей в зависимости от времени. Из последней кривой $\varphi_{n3} = f(\omega t)$ видно, что максимальное отклонение фазы на выходе равно:

$$\Delta\varphi_{макс\ вых} = \Delta\varphi_{n1} \cdot n_2 \cdot n_3 + \Delta\varphi_{n2} \cdot n_3 + \Delta\varphi_{n3}.$$

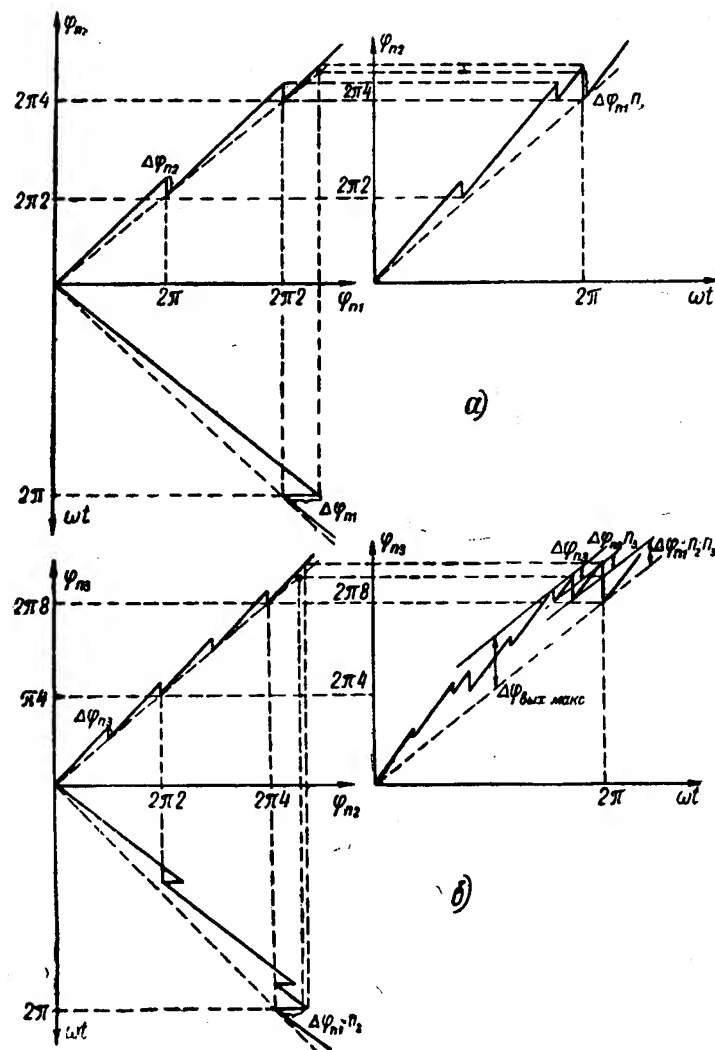


Рис. 14. Построение изменения фазы на выходе цепи умножителей.

Подставив в это выражение значения отклонений фазы в каждом множителе:

$\Delta\varphi_{n1} = 2\pi \cdot n_1 \cdot \alpha_1$; $\Delta\varphi_{n2} = 2\pi \cdot n_2 \cdot \alpha_2$; $\Delta\varphi_{n3} = 2\pi \cdot n_3 \cdot \alpha_3$;
получим:

$$\Delta\varphi_{\text{макс вых}} = 2\pi (\alpha_1 \cdot n_1 \cdot n_2 \cdot n_3 + \alpha_2 \cdot n_2 \cdot n_3 + \alpha_3 \cdot n_3). \quad (2)$$

Из выражения (2) видна закономерность, и для произвольного количества умножителей можно записать выражение для максимального отклонения фазы на выходе цепи, состоящей из K умножителей с коэффициентами умножения $n_1 n_2 \dots n_k$ и с расстройками $\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_k$ соответственно:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\text{макс вых}} &= 2\pi (\alpha_1 \cdot n_1 \cdot n_2 \dots n_k + \alpha_2 \cdot n_2 \dots n_k + \dots + \alpha_k \cdot n_k) = \\ &= 2\pi \sum_{p=1}^k \alpha_p \prod_{m=p}^k n_m. \end{aligned} \quad (3)$$

Это отклонение, выраженное в единицах входной фазы, что нас обычно и интересует, в n раз меньше, где n —полный коэффициент умножения цепи умножителей: $n = n_1 \cdot n_2 \dots n_k$,

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\text{макс вх}} &= 2\pi \left(\alpha_1 + \alpha_2 \frac{1}{n_1} + \alpha_3 \frac{1}{n_1 \cdot n_2} + \dots + \alpha_k \frac{1}{n_1 \dots n_{k-1}} \right) = \\ &= 2\pi \sum_{p=1}^k \alpha_p \frac{1}{\prod_{m=0}^{p-1} n_m}. \end{aligned} \quad (4)$$

Если все умножители по своим избирательным свойствам одинаковы и если все они настраиваются одним и тем же способом, то случайные величины $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ имеют одинаковое распределение. Резонансные контуры умножителей в большинстве случаев настраиваются по резонансной кривой, тогда вероятность малых расстроек α велика и больших — мала. Случайная величина α распределена по закону, близкому к нормальному, поэтому можно считать ее распределенной нормально, и тогда плотность вероятности α равна:

$$W(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}}.$$

Так как величины $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ распределены одинаково, то их дисперсии равны

$$\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \dots = \sigma_k^2.$$

Линейная комбинация случайных, нормально-распределенных величин

$$A = \lambda_1 \alpha_1 + \lambda_2 \alpha_2 + \dots + \lambda_k \alpha_k,$$

где $\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_k$ — постоянные коэффициенты, есть нормально-распределенная случайная величина с дисперсией:

$$\sigma^2 = \lambda_1^2 \sigma_1^2 + \lambda_2^2 \sigma_2^2 + \dots + \lambda_k^2 \sigma_k^2.$$

В нашем случае

$$\lambda_1 = 2\pi, \lambda_2 = \frac{2\pi}{n_1}, \lambda_3 = \frac{2\pi}{n_1 n_2}, \dots, \lambda_k = \frac{2\pi}{n_1 \dots n_{k-1}}.$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= 4\pi^2 \sigma_1^2 \left(1 + \frac{1}{n_1^2} + \frac{1}{n_1^2 n_2^2} + \dots + \frac{1}{n_1^2 \dots n_{k-1}^2} \right) = \\ &= 4\pi^2 \sigma_1^2 \lambda^2, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\lambda^2 = 1 + \frac{1}{n_1^2} + \frac{1}{n_1^2 n_2^2} + \dots + \frac{1}{n_1^2 \dots n_{k-1}^2}.$$

Определим, каково будет максимальное фазовое отклонение на выходе, если каждый умножитель настраивать по входному сигналу. Это легко сделать, намеренно искажив входной сигнал для получения большого числа гармоник. Пусть $\beta_1 \beta_2 \dots \beta_k$ — расстройки умножителей относительно соответствующей гармоники входного сигнала. Тогда, чтобы применить для $\Delta\varphi_{\text{макс вых}}$ уже выведенную формулу (3), выразим величины $\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_k$ через $\beta_1 \beta_2 \dots \beta_k$. Расстройка первого умножителя относительно входного сигнала $\beta_1 = \alpha_1$, расстройка второго умножителя относительно первого $\alpha_2 = \beta_2 - \beta_1$, расстройка третьего умножителя относительно второго $\alpha_3 = \beta_3 - \beta_2$ и т. д. теперь:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\text{макс вых}} &= 2\pi [\beta_1 n_1 n_2 \dots n_k + (\beta_2 - \beta_1) n_2 n_3 \dots n_k + \\ &+ (\beta_3 - \beta_2) n_3 \dots n_k + \dots + (\beta_k - \beta_{k-1}) n_k] = \\ &= 2\pi [\beta_1 (n_1 - 1) n_2 \dots n_k + \\ &+ \beta_2 (n_2 - 1) n_3 \dots n_k + \dots + \beta_k n_k]. \end{aligned}$$

Выражая максимальное фазовое отклонение в единицах входной фазы, получим:

$$\Delta\varphi_{\text{макс вх}} = \frac{\Delta\varphi_{\text{макс вх}}}{n_1 n_2 \dots n_k} = 2\pi \left[\beta_1 \left(1 - \frac{1}{n_1} \right) + \beta_2 \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_1 n_2} \right) + \right. \\ \left. + \beta_3 \left(\frac{1}{n_1 n_2} - \frac{1}{n_1 n_2 n_3} \right) + \dots + \beta_k \frac{1}{n_1 \dots n_{k-1}} \right] = \\ = \beta_1 \lambda_1 + \beta_2 \lambda_2 + \dots + \beta_k \lambda_k. \quad (6)$$

Опять считаем, что $\beta_1 \beta_2 \dots \beta_k$ распределены нормально и имеют одинаковые дисперсии $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \dots = \sigma_k^2$. Тогда величина $\Delta\varphi_{\text{макс вх}}$ распределена нормально с дисперсией:

$$\sigma^2 = 4\pi^2 \sigma_1^2 \left[\left(1 - \frac{1}{n_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_1 n_2} \right)^2 + \right. \\ \left. + \dots + \left(\frac{1}{n_1 \dots n_{k-1}} \right)^2 \right] = 4\pi^2 \sigma_1^2 \lambda'^2, \quad (7)$$

где

$$\lambda'^2 = \left(1 - \frac{1}{n_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_1 n_2} \right)^2 + \dots + \left(\frac{1}{n_1 \dots n_{k-1}} \right)^2.$$

Сравнив выражения для λ^2 и λ'^2 , приходим к выводу, что при настройке всех умножителей по входному сигналу коэффициент λ'^2 получается меньше, чем при настройке каждого умножителя по предыдущему (λ^2), то есть дисперсия распределения фазового отклонения в первом случае меньше.

Установим, какие коэффициенты умножения отдельных умножителей выгодней брать. Рассмотрим выражение для λ'^2 . Основную часть суммы составляет первое слагаемое. Чтобы сделать его минимальным, нужно брать $n_1=2$. При $n_1=2$ второе слагаемое минимально, когда $n_2=2$ и т. д.

В таблице приведены значения λ'^2 при умножении на 128 различными умножителями: 1) семь удвоителей; 2) три умножителя на четыре и удвоитель; 3) два умножителя на восемь и удвоитель; 4) умножитель на шестнадцать, умножитель на четыре и удвоитель; 5) умножитель на тридцать два и умножитель на четыре.

Таблица.

Способ умножения	1	2	3	4	5
λ'^2	0,33	0,57	0,78	0,88	0,94

Из таблицы видно, что в случае применения удвоителей мы получим наименьшую из возможных дисперсию распределения фазового отклонения.

Для уменьшения фазового отклонения следует применять двухтактный удвоитель, схема которого приведена на рис. 15. В этом случае импульсы анодного тока лампы повторяются уже не через период, а через полпериода входного напряже-

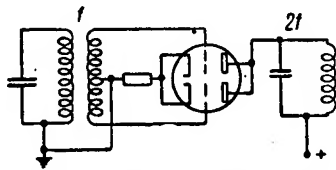


Рис. 15. Схема двухтактного умножителя.

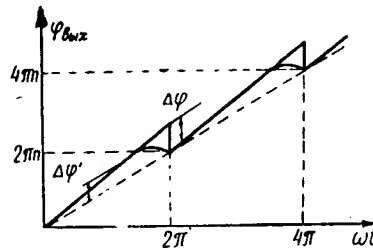


Рис. 16. Изменение фазы при больших углах отсечки.

ния, и скачки фазы на выходе умножителя становятся вдвое меньше (рис. 4, кривая 3):

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot n \cdot \alpha}{2} = \pi n \alpha,$$

а величина $\Delta\varphi_{\text{макс вх}}$ для цепи умножителей равна:

$$\Delta\varphi_{\text{макс вх}} = \pi \left[\beta_1 \left(1 - \frac{1}{n_1} \right) + \beta_2 \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_1 n_2} \right) + \dots + \beta_k \frac{1}{n_1 n_2 \dots n_{k-1}} \right]. \quad (8)$$

Дисперсия случайной величины $\Delta\varphi_{\text{макс вх}}$:

$$\sigma^2 = \pi^2 \sigma_1^2 \lambda'^2. \quad (9)$$

Все приведенные выше рассуждения сделаны в предположении, что умножители частоты работают с малым углом отсечки анодного тока. Это позволило нам считать импульс анодного тока лампы умножителя бесконечно коротким. Если угол отсечки анодного тока умножителя велик, то процесс колебаний в анодном контуре происходит иначе (на рис. 3-а пунктиром изображен этот процесс на фазовой плоскости), и тогда отклонение фазы от величины $n\omega t$ на выходе умножителя уменьшится (рис. 16).

Проделанный анализ дополнительной фазовой ошибки, возникающей при неточной настройке контуров умножителей, приводит к следующим выводам.

Величина дополнительной фазовой ошибки за счет неточной настройки контуров умножителей может быть значительной, и ее следует учитывать. Например, при применении цепочки двухтактных удвоителей с общим коэффициентом умножения $n=128$ и с максимально возможной расстройкой каждого контура относительно входного сигнала $\alpha=3\sigma_1=0,01$ получим предельное значение максимально возможной ошибки:

$$\Delta\varphi_{\text{макс вх}} = 3\tau_1 \pi \lambda' \approx 1^\circ,$$

значение λ' берется из таблицы 1.

Для уменьшения дополнительной фазовой ошибки за счет неточной настройки контуров умножителей необходимо применять последовательно включенные двухтактные удвоители; настройку контуров всех умножителей производить непосредственно по гармоникам входного сигнала; умножители частоты ставить в режим работы с большими углами отсечки анодного тока, тогда реальный скачок фазы (рис. 16) будет значительно меньше рассчитанного по формулам (4) или (6), это требование наиболее выполнимо для двухтактных удвоителей частоты; применять схемы фазометров, в которых отклонения фазы на выходе умножителей от величины $n\omega t$ создают дрожание метки на экране трубки, а не систематическую ошибку (варианты схемы фазометра 2 и 4, а не 1 и 3).

ПОГРЕШНОСТИ ФАЗОВО-ИМПУЛЬСНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Инж. О. А. Бахвалов.

Измерение малых сдвигов по времени между высокочастотными импульсами (когда этот сдвиг не превышает длительности импульса) можно производить фазометрическим методом.

Под разностью фаз между импульсно-модулированными колебаниями понимается разность фаз между вписанными высокочастотными колебаниями.

Если даны два высокочастотных импульса

$$f_1(t) = \Psi_1(t) \cos[\omega_0 t + \Theta_1(t)] \quad \text{при} \quad -\frac{\tau}{2} < t < \frac{\tau}{2},$$

$$f_1(t) = 0 \quad \text{при} \quad t < -\frac{\tau}{2}; \quad t > \frac{\tau}{2},$$

$$f_2(t) = \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos[\omega_0(t - \Delta\tau) + \Theta_2(t - \Delta\tau)]$$

$$\text{при} \quad -\frac{\tau}{2} < (t - \Delta\tau) < \frac{\tau}{2},$$

$$f_2(t) = 0 \quad \text{при} \quad (t - \Delta\tau) < -\frac{\tau}{2}; \quad (t - \Delta\tau) > \frac{\tau}{2},$$

то разность фаз между ними будет

$$\begin{aligned} \psi &= \omega_0 t + \Theta_1(t) - \omega_0(t - \Delta\tau) - \Theta_2(t - \Delta\tau) = \\ &= \omega_0 \Delta\tau + [\Theta_1(t) - \Theta_2(t - \Delta\tau)]. \end{aligned}$$

Прежде чем подать сигналы на фазоизмерительное устройство, их обычно усиливают с помощью резонансных усилителей. Усилители имеют разброс параметров, что приводит к погрешности измерения разности фаз. Кроме того, имеет место погрешность самого измерительного устройства. Все это в сумме создает общую погрешность измерения.

В настоящей статье анализируется только та часть погрешности, которая получается из-за неидентичности предваритель-

ных усилителей, полагая, что фазоизмерительное устройство идеальное и погрешности не вносит.

Импульсы поступают от одного источника, только один из них задержан во времени.

Импульсно-модулированное колебание может быть представлено на определенном отрезке времени (для прямоугольной огибающей) как синусоидальное колебание. Очевидно, что для измерения разности фаз таких колебаний могут быть применимы те же методы измерения, что и для синусоидальных колебаний.

В литературе подробно освещены [1, 2] различные методы измерения разности фаз синусоидальных колебаний. Анализ

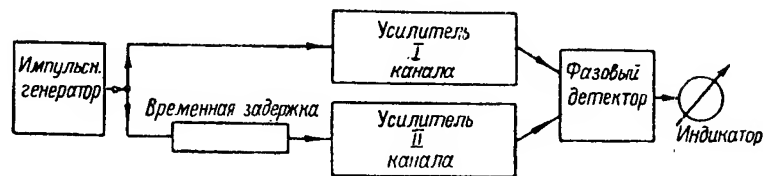


Рис. 1. Блок-схема устройства, подвергающегося анализу.

этих методов с точки зрения пригодности их для измерения разности фаз импульсно-модулированных колебаний показывает, что наиболее подходящим является фазовый детектор.

Блок-схема устройства, которое подвергается анализу, изображена на рис. 1.

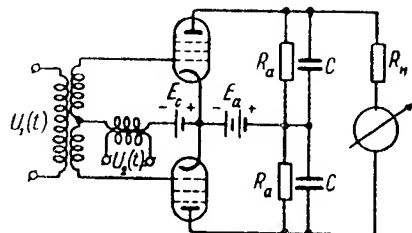


Рис. 2. Схема фазового детектора.

Схема измерительного устройства представляет собою дифференциальный фазовый детектор на пентодах (рис. 2).

На каждое плечо схемы подается в фазе импульсно-модулированное напряжение

$$F_2(t - \Delta\tau) = \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos[\omega_0(t - \Delta\tau) + \varphi_2(t - \Delta\tau) + \Theta_0], \quad (1)$$

которое снимается с выхода одного из усилителей, и в противофазе импульсно-модулированное напряжение

$$F_1(t) = \Phi_1(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t) + \Theta_0], \quad (2)$$

которое снимается с выхода другого усилителя.

В выражениях (1) и (2) $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t - \Delta\tau)$ — огибающие импульсов, а $\Delta\tau$ — временной сдвиг импульса $F_2(t - \Delta\tau)$ по отношению к импульсу $F_1(t)$.

Полагаем, что оба плеча детектора идентичны, что нагрузка существенно меньше внутреннего сопротивления лампы, характеристика лампы на рабочем участке квадратичная, то есть

$$i_a = b_0 + b_1 U + b_2 U^2,$$

и параметры подобраны так, что на анодной нагрузке происходит падение напряжения только от постоянной составляющей анодного тока. Тогда разность напряжений на анодах будет

$$u_{\text{вых}}(t) = 2b_2 R_a \Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos[\omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau)]. \quad (3)$$

При наличии последовательности импульсов (3) магнитоэлектрический прибор, поставленный на выходе фазового детектора, покажет среднее значение, то есть

$$u_{\text{вых ср}}(t) = \frac{2b_2 R_a}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos[\omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau)] dt.$$

Количество электричества, которое пройдет за период через сопротивление R_n , будет равно:

$$Q = \frac{2b_2 R_a}{R_n} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos[\omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau)] dt.$$

Если теперь устремить период T к бесконечности, то получим количество электричества, которое пройдет через сопротивление R_n в результате воздействия двух одиночных импульсов:

$$g = \frac{2b_2 R_a}{R_n} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos[\omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau)] dt. \quad (4)$$

На основании известного равенства Парсеваля [3, 4] можно записать:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(t) F_2(t - \Delta\tau) dt = \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{F_1}(\omega) e^{-j\theta_1(\omega)} G_{F_2}(\omega) e^{j\theta_2(\omega)} e^{j\omega\Delta\tau} d\omega, \end{aligned} \quad (5)$$

где $G_{F_1}(\omega) e^{-j\theta_1(\omega)}$ — спектральная функция импульса $F_1(t)$,
 $G_{F_2}(\omega) e^{-j\theta_2(\omega)} e^{-j\omega\Delta\tau}$ — спектральная функция импульса $F_2(t - \Delta\tau)$.

Поскольку интеграл, стоящий в левой части равенства (5), должен быть действительной величиной, то это равенство может быть переписано в следующем виде:

$$\begin{aligned} I = \int_{-\infty}^{\infty} F_1(t) F_2(t - \Delta\tau) dt = \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{F_1}(\omega) G_{F_2}(\omega) \cos[\omega\Delta\tau + \theta_2(\omega) - \theta_1(\omega)] d\omega. \end{aligned} \quad (6)$$

Введем обозначения

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega_0 + x, \\ G_{F_1}(\omega_0 + x) G_{F_2}(\omega_0 + x) &= S(x), \\ \theta_2(\omega_0 + x) - \theta_1(\omega_0 + x) &= \theta_p(x) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

и после преобразований получим:

$$I = \frac{1}{2\pi} \sqrt{I_c^2 + I_s^2} \cos(\omega_0\Delta\tau + \psi_n), \quad (8)$$

где:

$$I_c = \int_{-\infty}^{\infty} S(x) \cos[x\Delta\tau + \theta_p(x)] dx,$$

$$I_s = \int_{-\infty}^{\infty} S(x) \sin[x\Delta\tau + \theta_p(x)] dx,$$

$$\operatorname{tg} \psi_n = \frac{I_s}{I_c}.$$

Интеграл, стоящий в левой части равенства (8), может быть разбит на два интеграла, если вместо $F_1(t)$ и $F_2(t - \Delta\tau)$ подставить их значения согласно (1) и (2)

$$I = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos [\omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau)] dt + \\ + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos [2\omega_0 t - \omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \\ - \varphi_2(t - \Delta\tau) + 2\Theta_0] dt. \quad (9)$$

Рассмотрим второй интеграл в правой части равенства (9).

Произведения $\Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau)$, а также $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t - \Delta\tau)$ медленно изменяются во времени по сравнению с $\cos [2\omega_0 t - \omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau) + 2\Theta_0]$,

и поэтому при изменении аргумента косинуса на один период изменением произведения $\Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau)$ можно пренебречь. Поэтому значение интеграла за положительный полупериод

$$\cos [2\omega_0 t - \omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau) + 2\Theta_0]$$

будет компенсироваться значением этого же интеграла за отрицательный полупериод. В этом случае значение второго интеграла будет мало и им можно пренебречь [5].

После чего равенство (8) можно записать в следующем виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_1(t) \Phi_2(t - \Delta\tau) \cos [\omega_0 \Delta\tau + \varphi_1(t) - \varphi_2(t - \Delta\tau)] dt = \\ = \frac{1}{\pi} \sqrt{I_c^2 + I_s^2} \cos (\omega_0 \Delta\tau + \psi_n). \quad (10)$$

На основании этого выражение (4) запишется:

$$g = \frac{2b_2 R_a}{\pi R_n} \sqrt{I_c^2 + I_s^2} \cos (\omega_0 \Delta\tau + \psi_n). \quad (11)$$

Формула (11) позволяет найти выходной эффект фазового детектора, если известны спектральные функции импульсов на выходе предварительных усилителей.

На вход каждого из усилителей, имеющих коэффициенты передачи $K_1(\omega)$ и $K_2(\omega)$ соответственно, посту-

пают высокочастотные импульсы $f_1(t)$ и $f_2(t)$, спектральные функции которых соответственно равны $\dot{G}_{f_1}(\omega)$ и $\dot{G}_{f_2}(\omega)$. На выходе усилителей сигналы могут быть представлены с помощью интеграла Фурье:

$$F_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_{f_1}(\omega) \dot{K}_1(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

$$F_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_{f_2}(\omega) \dot{K}_2(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

так как спектры выходных импульсов имеют вид:

$$\dot{G}_{F_1}(\omega) = \dot{G}_{f_1}(\omega) \dot{K}_1(\omega),$$

$$\dot{G}_{F_2}(\omega) = \dot{G}_{f_2}(\omega) \dot{K}_2(\omega).$$

Как отмечалось выше, импульсы, получающиеся на входе предварительных усилителей, отличаются только временным сдвигом, и поэтому спектральные функции входных импульсов могут быть записаны в следующем виде:

$$\dot{G}_{f_1}(\omega) = G_f(\omega) e^{-j[\theta(\omega) + \theta_0]},$$

$$\dot{G}_{f_2}(\omega) = G_f(\omega) e^{-j[\theta(\omega) + \theta_0]} e^{-j\omega \Delta\tau}.$$

Коэффициенты передачи приемных трактов обозначим:

$$\dot{K}_1(\omega) = K_1(\omega) e^{-j\varphi_1(\omega)},$$

$$\dot{K}_2(\omega) = K_2(\omega) e^{-j\varphi_2(\omega)},$$

где: $K_1(\omega)$ и $K_2(\omega)$ — модули коэффициентов передачи;
 $\varphi_1(\omega)$ и $\varphi_2(\omega)$ — их фазовые характеристики.

Следовательно, спектры импульсов на выходе усилителей можно записать в следующем виде:

$$\dot{G}_{F_1}(\omega) = G_f(\omega) e^{-j[\theta(\omega) + \theta_0]} K_1(\omega) e^{-j\varphi_1(\omega)}, \quad (12)$$

$$\dot{G}_{F_2}(\omega) = G_f(\omega) e^{-j[\theta(\omega) + \theta_0]} e^{-j\omega \Delta\tau} K_2(\omega) e^{-j\varphi_2(\omega)}. \quad (13)$$

В дальнейшем будут анализироваться только усилители, представляющие собой избирательные четырехполюсники типа резонансных усилителей. Коэффициенты передачи таких

усилителей обладают свойством симметрии относительно $\omega=0$ [6], то есть

$$K(\omega) e^{-j\varphi(\omega)} = K(-\omega) e^{j\varphi(-\omega)}. \quad (14)$$

После замены переменной $\omega = \omega_0 + x$, и учитывая выражения (12) и (14), обозначения (7) запишутся:

$$S(x) = G_f^2(\omega_0 + x) K_1(\omega_0 + x) K_2(\omega_0 + x), \quad (15)$$

$$\Theta_p(x) = \varphi_2(\omega_0 + x) - \varphi_1(\omega_0 + x) = \varphi_p(x), \quad (16)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \psi_n = \frac{I_s}{I_c} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S(x) \sin [\varphi_p(x) + x\Delta\tau] dx}{\int_{-\infty}^{\infty} S(x) \cos [\varphi_p(x) + x\Delta\tau] dx}. \quad (17)$$

Из выражения (16) видно, что фазы спектральных функций импульсов, поступающих на входы усилителей в фазовом детекторе, теоретически полностью компенсируют друг друга, что является большим преимуществом фазового детектора в особенности при наличии паразитной частотной модуляции внутри импульса.

Для дальнейшего исследования фазовой погрешности ψ_n необходимо раскрыть выражение (17). Для этого необходимо взять такие уравнения коэффициентов передачи усилителей и спектральные функции импульсов, чтобы были переданы наиболее характерные свойства реальных усилителей и реальных импульсов и в то же время, чтобы не получилось слишком сложного выражения. Хорошее совпадение с реальными схемами резонансных усилителей дают уравнения для коэффициентов передачи, которые получены в результате предельного перехода от уравнения для реальных схем, когда число каскадов $n \rightarrow \infty$.

Предельный коэффициент передачи для резонансного усилителя может быть записан в следующем виде [6, 7]:

$$K(\omega) = K_0 e^{-a^2(\omega - \omega_p)^2 - j(\omega - \omega_p)t_0}, \quad (18)$$

где: K_0 — усиление на частоте ω_p ;
 ω_p — резонансная частота усилителя;

$2\Delta\omega$ — полоса усилителя при данной неравномерности S_Δ ;

$$a^2 = \frac{\ln S_\Delta}{\Delta\omega^2};$$

$$t_0 = \frac{\sqrt{2 \ln S_\Delta}}{\Delta\omega} \text{ — время группового запаздывания.}$$

Чтобы не получилось сложного выражения, удобнее взять колоколообразный импульс.

Вначале рассмотрим высокочастотный импульс, имеющий колоколообразную огибающую, при отсутствии паразитной частотной модуляции внутри импульса:

$$f(t) = U_m e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \cos(\omega_0 t + \Theta_0). \quad (19)$$

Спектр такого импульса может быть записан в следующем виде [8]:

$$\dot{G}_f(\omega) = \frac{\sqrt{\pi}}{2} U_m \tau e^{-\frac{\tau^2}{4}(\omega - \omega_0)^2} e^{j\Theta_0}, \quad (20)$$

где: τ — длительность импульса;

ω_0 — несущая частота импульса.

В нашем случае двухканальной системы резонансные частоты усилителей могут отличаться на некоторую величину, определяемую точностью настройки усилителей и стабильностью их параметров. Обозначим расстройку между резонансными частотами усилителей

$$\omega_{p2} - \omega_{p1} = \Omega. \quad (21)$$

Несущая частота сигнала ω_0 также может отличаться от резонансных частот каналов. Поэтому обозначим расстройку между несущей частотой сигнала и резонансной частотой первого канала

$$\omega_0 - \omega_{p1} = \Omega_0, \quad (22)$$

тогда расстройка между несущей частотой сигнала и резонансной частотой второго канала будет соответственно равна

$$\omega_{p2} - \omega_0 = \Omega - \Omega_0 \text{ (см. рис. 3).} \quad (23)$$

Кроме того, полосы пропускания усилителей могут отличаться одна от другой из-за разброса добротностей контуров.

Обозначим отношение полосы второго усилителя к полосе первого усилителя коэффициентом

$$\beta = \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1}, \quad (24)$$

тогда, если полоса первого усилителя будет равна $\Delta\omega_1 = \Delta\omega$, то полоса второго усилителя $\Delta\omega_2 = \beta\Delta\omega$. В соответствии

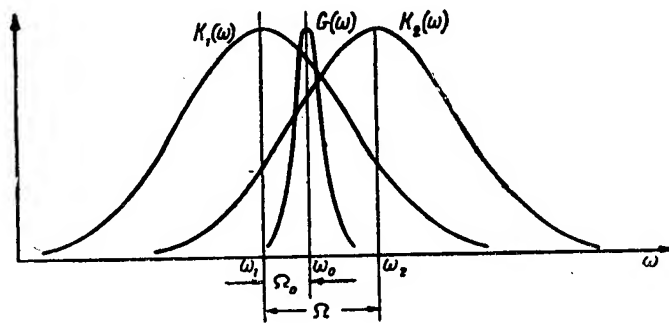


Рис. 3. Относительное размещение по частоте коэффициентов передачи каналов и спектра импульсов.

с этим коэффициенты a в выражениях для частотных характеристик будут различны:

$$a_1^2 = \frac{\ln S_\Delta}{\Delta\omega^2}; \quad a_2^2 = \frac{\ln S_\Delta}{\beta^2 \Delta\omega^2}, \quad (25)$$

также различно будет и время группового запаздывания:

$$t_{01} = \frac{\sqrt{2n \ln S_\Delta}}{\Delta\omega}; \quad t_{02} = \frac{\sqrt{2n \ln S_\Delta}}{\beta \Delta\omega}. \quad (26)$$

Учитывая все вышеизложенное, коэффициенты передачи усилителей после подстановки $\omega = \omega_0 + x$ могут быть записаны в окончательном виде:

$$\dot{K}_1(\omega_0 + x) = K_{01} e^{-a_1^2 (x + \Omega_0)^2 - j(x + \Omega_0) t_{01}}, \quad (27)$$

$$\dot{K}_2(\omega_0 + x) = K_{02} e^{-a_2^2 (x + \Omega_0 - \Omega)^2 - j(x + \Omega_0 - \Omega) t_{02}}, \quad (28)$$

$$\dot{G}_f(\omega_0 + x) = \frac{\sqrt{\pi}}{2} U_m \tau e^{-\frac{\tau^2}{4} x^2} e^{j\theta}. \quad (29)$$

После подстановки выражений (27), (28), (29) в выражение (15) и (16) получим:

$$S(x) = \frac{\pi}{4} U_m^2 \tau^2 K_{01} K_{02} e^{-a_0^2} e^{-px^2+qx}, \quad (30)$$

$$\varphi_p(x) = (t_{02} - t_{01})x - \psi_0, \quad (31)$$

где обозначено:

$$\left. \begin{aligned} a_0^2 &= a_1^2 \Omega_0^2 + a_2^2 (\Omega - \Omega_0)^2, \\ p &= \frac{\tau^2}{2} + a_1^2 + a_2^2, \\ q &= 2[a_2^2(\Omega - \Omega_0) - a_1^2 \Omega_0], \\ \psi &= (\Omega - \Omega_0)t_{02} + \Omega_0 t_{01}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Учитывая (30) и (31), запишем выражение (17):

$$\operatorname{tg} \psi_n = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} e^{-px^2+qx} \sin(\lambda x - \psi_0) dx}{\int_{-\infty}^{\infty} e^{-px^2+qx} \cos(\lambda x - \psi_0) dx}, \quad (33)$$

где

$$\lambda = \Delta\tau + t_{02} - t_{01}. \quad (34)$$

Интегралы, стоящие в числителе и знаменателе выражения (33), легко берутся методом контурного интегрирования и имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-px^2+qx} \sin(\lambda x - \psi_0) dx &= e^{\frac{q^2-\lambda^2}{4p}} \sqrt{\frac{\pi}{p}} \sin\left(\frac{\lambda q}{2p} - \psi_0\right), \\ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-px^2+qx} \cos(\lambda x - \psi_0) dx &= e^{\frac{q^2-\lambda^2}{4p}} \sqrt{\frac{\pi}{p}} \cos\left(\frac{\lambda q}{2p} - \psi_0\right), \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\operatorname{tg} \psi_n = \operatorname{tg} \left(\frac{\lambda q}{2p} - \psi_0 \right),$$

то есть:

$$\psi_n = \frac{\lambda q}{2p} - \psi_0,$$

а выходной эффект на выходе фазового детектора (11)

$$g = \frac{b_a R_a}{2R_n} U_m^2 \tau^2 K_{01} K_{02} e^{\frac{q^2 - \lambda^2}{4p} - a_0^2} \sqrt{\frac{\pi}{p}} \cos\left(\omega_0 \Delta \tau + \frac{\lambda q}{2p} - \psi_0\right). \quad (35)$$

Фаза сигнала (35) запишется в виде:

$$\varphi = \omega_0 \Delta \tau + \frac{\lambda q}{2p} - \psi_0$$

или, учитывая (32) и (34), получим:

$$\begin{aligned} \varphi = \omega_0 \Delta \tau + \Delta \tau \frac{a_2^2 (\Omega - \Omega_0) - a_1^2 \Omega_0}{\frac{\tau^2}{2} + a_1^2 + a_2^2} + \\ + (t_{02} - t_{01}) \left[\frac{a_2^2 (\Omega - \Omega_0) - a_1^2 \Omega_0}{\frac{\tau^2}{2} + a_1^2 + a_2^2} + \Omega_0 \right] - \Omega t_{02}. \end{aligned} \quad (36)$$

Подставив в выражение (36) значения входящих в него параметров согласно (21), (22), (23), (24), (25) и (26), получим следующее выражение для фазы:

$$\begin{aligned} \varphi = \Delta \tau \frac{\omega_0 \gamma^2 \beta + \frac{\omega_{p2}}{\beta} + \omega_{p1} \beta}{\gamma^2 \beta + \frac{1}{\beta} + \beta} + \sqrt{2n} \frac{\omega_{p1}}{\Delta \omega_s} \left[\frac{1 - \beta}{\gamma^2 \beta + \frac{1}{\beta} + \beta} + 1 \right] + \\ + \sqrt{2n} \frac{\omega_{p2}}{\Delta \omega_s} \left[\frac{1 - \beta}{\gamma^2 \beta \left(\gamma^2 \beta + \frac{1}{\beta} + \beta \right)} - 1 \right] + \\ + \sqrt{2n} \frac{\omega_0}{\Delta \omega_s} \frac{(1 - \beta) \gamma^2}{\gamma^2 \beta + \frac{1}{\beta} + \beta}, \end{aligned} \quad (37)$$

где обозначено:

$$\begin{aligned} \Delta \omega_s &= \frac{\Delta \omega}{\sqrt{\ln S_\Delta}}, \\ \gamma^2 &= \frac{\tau^2 \Delta \omega^2}{2 \ln S_\Delta}. \end{aligned} \quad (38)$$

Для простоты рассуждений положим, что оба канала имеют одинаковую полосу пропускания, то есть $\beta=1$, а расстройка между каналами много меньше эквивалентной полосы, то есть:

$$\omega_{p1} - \omega_{p2} < \Delta\omega_s,$$

тогда выражение (37) сильно упрощается

$$\varphi_{\beta-1} = \Delta\tau \frac{\omega_0 \eta^2 + \omega_{p2} + \omega_{p1}}{\eta^2 + 2}. \quad (39)$$

Из этого выражения следует, что если положить

$$\eta^2 \gg 2,$$

то есть при данной длительности импульса каналы имеют широкую полосу пропускания $\left(2\Delta f \gg \frac{1}{\tau}\right)$, то измеряемая разность фаз будет равна

$$\varphi_{\beta-1} \approx \omega_0 \Delta\tau. \quad (40)$$

Следовательно, измеряемая разность фаз в основном будет определяться несущей частотой сигнала и временным сдвигом между импульсами.

Если же положить, что

$$\eta^2 \ll 2,$$

то есть при данной длительности импульса каналы имеют узкую полосу пропускания $\left(2\Delta f \ll \frac{1}{\tau}\right)$, то измеряемая разность фаз будет равна

$$\varphi_{\beta-1} \approx \Delta\tau \frac{\omega_{p1} + \omega_{p2}}{2}. \quad (41)$$

Откуда следует, что измеряемая разность фаз в этом случае будет определяться резонансными частотами каналов и временным сдвигом между импульсами.

Так как измеряемым параметром является $\Delta\tau$, то очевидно, что для его определения необходимо знать, как это следует из выражений (40) и (41), либо частоту принимаемого сигнала, либо резонансную частоту канала усилителя. Допустим, что известна частота сигнала, тогда для дальнейших рассуждений удобно выражение (37) преобразовать следующим образом:

$$\varphi = \omega_0 \left\{ \Delta\tau + \Delta\tau \frac{\delta - \alpha(1 + \beta^2)}{\eta^2 \beta^2 + \beta^2 + 1} - t_{01} \left[\delta - \frac{1 - \beta}{\beta} - \frac{\delta - \alpha(1 + \beta^2)}{\beta(\eta^2 \beta^2 + \beta^2 + 1)} \right] \right\}, \quad (42)$$

где обозначено:

$$\delta = \frac{\Omega}{\omega_0},$$

$$\delta = \frac{\Omega_0}{\omega_0}.$$

Выражение, стоящее в фигурных скобках, обозначим через

$$\Delta\tau_s = \Delta\tau + \Delta\tau_n - t_{0p},$$

где:

$$\Delta\tau_n = \Delta\tau \frac{\delta - \alpha(1 + \beta^2)}{\tau_1^2 \beta^2 + \beta^2 + 1}, \quad (43)$$

$$t_{0p} = t_{01} \left[\delta - \frac{1 - \beta}{\beta} - \frac{\delta - \alpha(1 + \beta^2)}{\beta(\tau_1^2 \beta^2 + \beta^2 + 1)} \right]. \quad (44)$$

Из выражения (43) видно, что дополнительный временной сдвиг $\Delta\tau_n$ обусловлен неидентичными искажениями, вносимыми в импульсы при прохождении их через усилители.

Неидентичность искажений определяется расстройками δ и α , а характер искажения определяется параметром η , то есть зависит от полосы и длительности импульса (см. выражение для η). Кроме того, $\Delta\tau_n$ зависит от самой измеряемой величины $\Delta\tau$ и, следовательно, будет изменяться с изменением последней. Дополнительный временной сдвиг $\Delta\tau_n$ вносит погрешность, которую нельзя устранить, так как закон изменения $\Delta\tau$ может быть самый разнообразный в процессе измерения.

Что касается разности времен группового запаздывания усилителей t_{0p} (44), то она определяется неидентичностью каналов усиления, что учитывается расстройками δ и α , разностью полос пропускания усилителей, что учитывается коэффициентом β , величиной времени группового запаздывания усилителя, а также неидентичными искажениями, вносимыми в импульсы при прохождении их через усилители, характер которых, как и для $\Delta\tau_n$, определяется параметром η .

Если перед измерением на входы усилителей подать импульсы в фазе, то есть при $\Delta\tau = 0$, то величина показаний индикатора фазометра будет равна t_{0p} . После чего необходимо либо просто учесть величину t_{0p} при дальнейших отсчетах, либо так подстроить усилители, чтобы $t_{0p} = 0$. Что же касается погрешности за счет $\Delta\tau_n$, то ее, как это установлено выше, устранить таким образом

нельзя. Поэтому необходимо принимать меры к ее уменьшению.

На рис. 4 приведена зависимость относительной величины временной погрешности γ от обобщенного параметра η , где

$$\gamma = \frac{\Delta\tau_n}{\Delta\tau\delta}.$$

Параметрами семейства кривых рис. 4 являются коэффициент β и отношение $\frac{\alpha}{\delta}$. Кривые рассчитывались по формуле:

$$\gamma = \frac{1 - \frac{\alpha}{\delta}(1 + \beta^2)}{\eta^2\beta^2 + \beta^2 + 1}, \quad (45)$$

которая может быть легко получена из выражения (44).

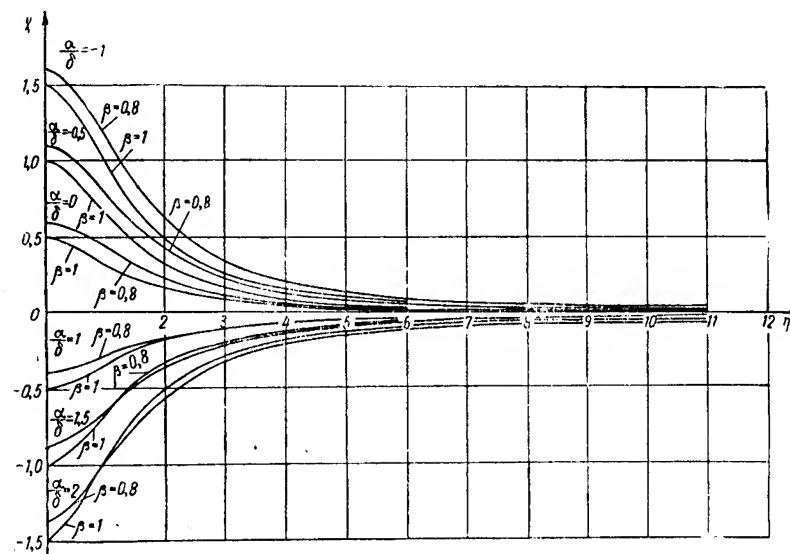


Рис. 4. Зависимость относительной величины временной погрешности $\gamma = \frac{\Delta\tau_n}{\Delta\tau\delta}$ от обобщенного параметра $\eta = \frac{\tau\Delta\omega}{\sqrt{2\ln S_\Delta}}$ для раз-

личных значений $\beta = \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1}$ и $\frac{\alpha}{\delta} = \frac{\Omega_0}{\Omega}$.

Из рис. 4 следует, что с увеличением η величина γ быстро падает и стремится к нулю. С увеличением η зависимость γ от β также быстро уменьшается и мало сказывается на об-

щем результате при больших значениях η . Так, например, для оптимальной полосы пропускания усилителя [10]:

$$2\Delta f_{opt} = \frac{1,3}{\tau},$$

значение обобщенного параметра η (при неравномерности частотной характеристики $S_\Delta = \sqrt{2}$):

$$\eta_{opt} = \frac{\Delta\omega\tau}{\sqrt{2\ln S_\Delta}} = 4,9;$$

при относительной расстройке между каналами $\delta=0,02$;
при относительной расстройке частоты сигнала $\alpha=-0,2$;
при отношении между полосами пропускания $\beta=0,8$, величина $\gamma=1,02$.

Отсюда:

$$\frac{\Delta\tau_n}{\Delta\tau} = 1,02\delta \approx 0,02,$$

то есть погрешность в определении $\Delta\tau$ будет порядка 2%.

Следовательно, для уменьшения погрешности необходимо брать ширину полосы пропускания усилителя больше оптимальной.

Если известна резонансная частота одного из усилителей, то для анализа удобно преобразовать выражение (37) следующим образом:

$$\varphi = \omega_{p1} \left\{ \Delta\tau + \Delta\tau \frac{\gamma^2 \beta^2 \alpha_1 + \delta_1}{\gamma^2 \beta^2 + \beta^2 + 1} - t_{01} \left[\delta_1 - \frac{1-\beta}{\beta} - \frac{\gamma^2 \beta^2 \alpha_1 + \delta_1}{\beta (\gamma^2 \beta^2 + \beta^2 + 1)} \right] \right\}, \quad (46)$$

где обозначено:

$$\delta_1 = \frac{\Omega}{\omega_{p1}},$$

$$\alpha_1 = \frac{\Omega_0}{\omega_{p1}}.$$

Выражение, стоящее в фигурных скобках, обозначим через $\Delta\tau_{s1}$:

$$\Delta\tau_{s1} = \Delta\tau + \Delta\tau_{n1} - t_{0p1},$$

где:

$$\Delta\tau_{n1} = \Delta\tau \frac{\gamma^2 \beta^2 \alpha_1 + \delta_1}{\gamma^2 \beta^2 + \beta^2 + 1}, \quad (47)$$

$$t_{0p1} = t_{01} \left[\delta_1 - \frac{1-\beta}{\beta} - \frac{\gamma^2 \beta^2 \alpha_1 + \delta_1}{\beta (\gamma^2 \beta^2 + \beta^2 + 1)} \right]. \quad (48)$$

Так как величина $t_{оп1}$ (48) может быть учтена, как это было указано выше, то остановимся только на рассмотрении величины $\Delta\tau_{п1}$.

Из выражения (47) видно, что дополнительный временной сдвиг обусловлен, как и прежде, неидентичными искажениями, вносимыми в импульсы при прохождении их через усилители, и пропорционален самой измеряемой величине $\Delta\tau$.

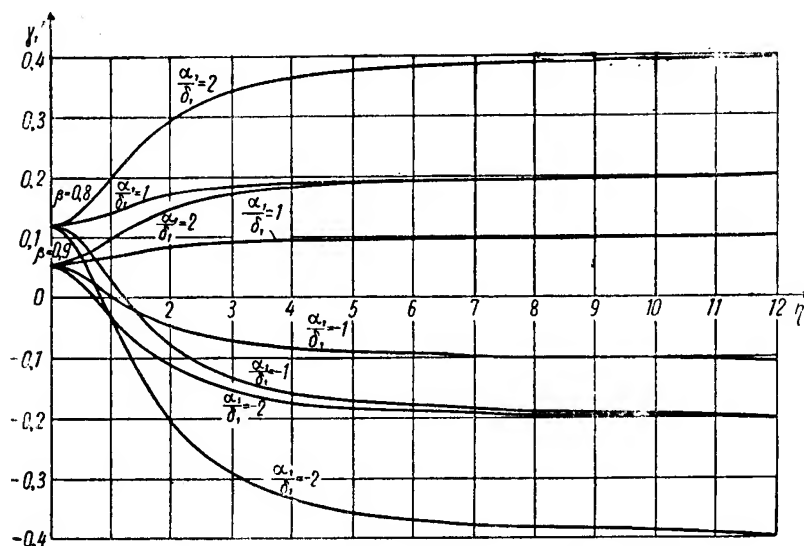


Рис. 5. Зависимость относительной величины временной погрешности $\gamma_1 = \frac{\Delta\tau_{п1}}{\Delta\tau\delta_1}$ от обобщенного параметра $\eta = \frac{\tau\Delta\omega}{\sqrt{2 \ln S_\Delta}}$ для различных значений $\beta = \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1}$ и $\frac{\alpha_1}{\delta_1} = \frac{\Omega_0}{\Omega}$.

На рис. 5 представлены кривые, показывающие зависимость относительной временной погрешности γ_1 от обобщенного параметра η , где

$$\gamma_1 = \frac{\Delta\tau_{п1}}{\Delta\tau\delta_1}.$$

Параметрами семейства кривых рис. 5 являются коэффициент β и отношение $\frac{\alpha_1}{\delta_1}$. Кривые рассчитывались по

формуле:

$$\gamma_1 = \frac{\eta^2 \beta^2 \frac{\alpha_1}{\delta_1} + 1}{\eta^2 \beta^2 + \beta^2 + 1}, \quad (49)$$

которая легко может быть получена из выражения (47).

Из кривых рис. 5 следует, что с уменьшением параметра η относительная погрешность стремится к определенной величине. Причем изменение несущей частоты сигнала α_1 сказывается на величину погрешности тем меньше, чем меньше параметр η , то есть чем уже полоса при данной длительности импульса (чем меньше $2\Delta f$ по сравнению с $\frac{1}{\tau}$).

При увеличении параметра η погрешность γ_1 хотя и увеличивается, но стремится к определенному значению. Действительно, если в выражении (49) поделить числитель и знаменатель на η^2 и устремить $\eta \rightarrow \infty$, то получим следующее значение предела величины γ_1 :

$$\lim_{\eta \rightarrow \infty} \gamma_1 = \lim_{\eta \rightarrow \infty} \frac{\beta^2 \frac{\alpha_1}{\delta_1} + \frac{1}{\eta^2}}{\beta^2 + \frac{1 + \beta^2}{\eta^2}} = \frac{\alpha_1}{\delta_1} = \frac{\Omega_0}{\Omega}.$$

Отсюда следует, что путь к уменьшению погрешности γ_1 заключается в уменьшении относительной расстройки сигнала α_1 .

Одним из методов уменьшения α_1 является метод двойного преобразования частоты [9]. При этом все измерения производятся на частоте местного кварцованного гетеродина.

Рассмотрим вопрос погрешностей, вносимых в измеряемую разность фаз, при наличии внутри импульса частотной модуляции.

Спектр высокочастотного импульса с колоколообразной огибающей при наличии частотной модуляции внутри импульса имеет не очень сложное выражение, если допустить, что модуляция производится по линейному закону. Для импульса вида:

$$f(t) = U_m e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\Omega}{2\tau} t^2 + \theta_0\right), \quad (50)$$

где $\Delta\Omega$ — девиация частоты.

Спектральная функция после замены переменной $\omega = \omega_0 + x$ может быть записана следующим образом:

$$\dot{G}_f(\omega) = \frac{1}{2} U_m \tau \sqrt{\frac{2\pi}{\sqrt{\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4}}} e^{-\frac{\tau^2 x^2}{\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4}} \times \\ \times e^{j \left[\omega_0 - \frac{\Delta\Omega^2 \tau^2 x^2}{2(\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4)} + \frac{\pi}{4} - \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2}{\tau \Delta\Omega} \right]}. \quad (51)$$

Подставив значения коэффициентов передачи согласно (27) и (28) и полученную спектральную функцию (51) в выражения (15) и (16), получим:

$$S(x) = \frac{\pi U_m^2 \tau^2 K_{01} K_{02}}{2 \sqrt{\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4}} e^{-a_0^2} e^{-p_1 x^2 + qx}, \quad (52)$$

$$\varphi_p(x) = (t_{02} - t_{01}) x - \psi_0, \quad (53)$$

где:

$$\left. \begin{aligned} a_0^2 &= a_1^2 \Omega_0^2 + a_2^2 (\Omega - \Omega_0)^2, \\ p_1 &= \frac{2\tau^2}{\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4} + a_1^2 + a_2^2, \\ q &= 2 [a_2^2 (\Omega - \Omega_0) - a_1^2 \Omega_0], \\ \psi_0 &= (\Omega - \Omega_0) t_{02} + \Omega_0 t_{01}. \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

Сравнивая выражения (54) и (32), нетрудно заметить, что они отличаются только коэффициентом p . Отсюда следует, что весь вывод, сделанный выше для получения выражения выходного эффекта фазового детектора (35), остается справедливым и в данном случае

$$q = \frac{b_2 R_a U_m^2 \tau^2 K_{01} K_{02}}{R_n \sqrt{\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4}} e^{\frac{q^2 - \lambda^2}{4p_1} - a_0^2} \sqrt{\frac{\pi}{p_1}} \cos \left(\omega_0 \Delta\tau + \frac{\lambda q}{2p_1} - \psi_0 \right). \quad (55)$$

Отсюда фаза равна

$$\varphi = \omega_0 \Delta\tau + \frac{\lambda q}{2p_1} - \psi_0$$

или учитывая (34) и (54)

$$\varphi = \omega_0 \Delta\tau + \Delta\tau \frac{a_2^2 (\Omega - \Omega_0) - a_1^2 \Omega}{\frac{2\tau^2}{\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4} + a_1^2 + a_2^2} + \\ + (t_{02} - t_{01}) \left[\frac{a_2^2 (\Omega - \Omega_0) - a_1^2 \Omega_0}{\frac{2\tau^2}{\Delta\Omega^2 \tau^2 + 4} + a_1^2 + a_2^2} + \Omega_0 \right] - \Omega t_{02}. \quad (56)$$

Подставив в выражение (56) значения входящих в него параметров согласно (21), (22), (23), (24), (25) и (26), получим следующее выражение для фазы, когда известна частота сигнала:

$$\varphi = \omega_0 \left\{ \Delta\tau + \Delta\tau (\xi^2 + 4) \frac{\delta^2 + \alpha(1 + \beta^2)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)} - t_{01} \left[\delta - \frac{1 - \beta}{\beta} - \frac{\xi^2 + 4}{\beta} \frac{\delta^2 + \alpha(1 + \beta^2)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)} \right] \right\}, \quad (57)$$

где обозначено $\xi = \Delta\Omega\tau$.

Обозначив выражение, стоящее в фигурных скобках, через $\Delta\tau_{\eta}$, получим, что

$$\Delta\tau_{\eta} = \Delta\tau + \Delta\tau_{\eta\eta} - t_{0p\eta},$$

где

$$\Delta\tau_{\eta\eta} = \Delta\tau (\xi^2 + 4) \frac{\delta^2 + \alpha(1 + \beta^2)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)}, \quad (58)$$

$$t_{0p\eta} = t_{01} \left[\delta - \frac{1 - \beta}{\beta} - \frac{\xi^2 + 4}{\beta} \frac{\delta - \alpha(1 + \beta^2)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)} \right]. \quad (59)$$

На рис. 6 приведена зависимость относительной величины временной погрешности γ_{η} от обобщенного параметра η , где

$$\gamma_{\eta} = \frac{\Delta\tau_{\eta\eta}}{\Delta\tau\delta}.$$

Кривые рассчитывались по формуле

$$\gamma_{\eta} = (\xi^2 + 4) \frac{1 - \frac{\alpha}{\delta}(1 + \beta)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)}, \quad (60)$$

полученной из выражения (58).

Параметрами семейства являются отношение $\frac{\alpha}{\delta}$ и коэффициент $\xi = \Delta\Omega\tau$. Для всех кривых параметр $\beta = 1$.

Сравнивая кривые рис. 6 с кривыми рис. 4, нетрудно установить, что характер кривых остался прежним, но только чем больше девиация, то есть чем больше ξ , тем более полого идут кривые и, следовательно, погрешность возрастает. Это возрастание тем сильнее, чем больше отношение $\frac{\alpha}{\delta}$.

Если же известна частота одного из каналов, то выражение для фазы может быть записано в следующем виде:

$$\varphi = \omega_{p1} \left\{ \Delta\tau + \Delta\tau \frac{4\eta^2\beta^2\alpha_1 + \delta_1(\xi^2 + 4)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)} - \right. \\ \left. - t_{01} \left[\delta_1 - \frac{1 - \beta}{\beta} - \frac{1}{\beta} \frac{4\eta^2\beta^2\alpha_1 + \delta_1(\xi^2 + 4)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)} \right] \right\}. \quad (61)$$

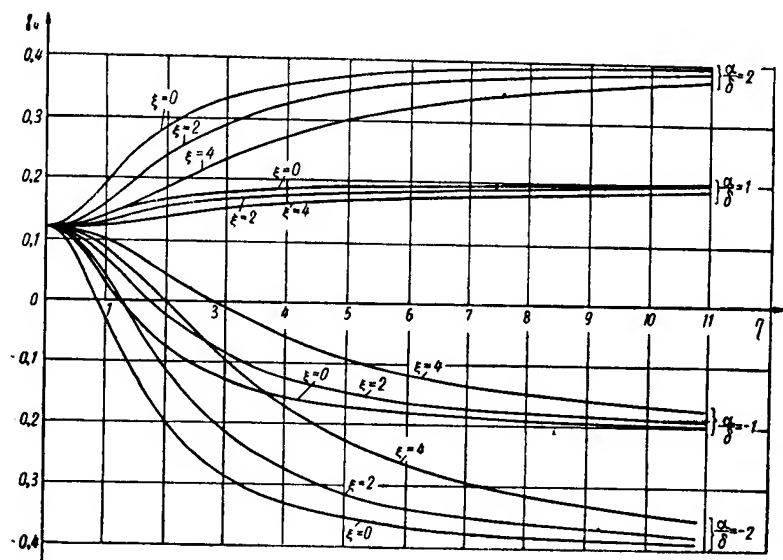


Рис. 6. Зависимость относительной величины временной погрешности $\gamma_\eta = \frac{\Delta\tau_{пч}}{\Delta\tau\delta}$ от обобщенного параметра $\eta = \frac{\tau\Delta\omega}{\sqrt{2 \ln S_\Delta}}$ для различных значений $\xi = \Delta\Omega\tau$ и $\frac{\alpha}{\delta} = \frac{\Omega_0}{\Omega}$ при $\beta = 1$.

Обозначим выражение, стоящее в фигурных скобках, через $\Delta\tau_{пч1}$:

$$\Delta\tau_{пч1} = \Delta\tau + \Delta\tau_{пч1} - t_{0пч1},$$

где

$$\Delta\tau_{пч1} = \Delta\tau \frac{4\eta^2\beta^2\alpha_1 + \delta_1(\xi^2 + 4)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)}, \quad (62)$$

$$t_{0пч1} = t_{01} \left[\delta_1 - \frac{1 - \beta}{\beta} - \frac{1}{\beta} \frac{4\eta^2\beta^2\alpha_1 + \delta_1(\xi^2 + 4)}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)} \right]. \quad (63)$$

На рис. 7 приведена зависимость относительной величины временной погрешности

$$\gamma_{ч1} = \frac{\Delta \tau_{лч1}}{\Delta \tau \delta_1}$$

от обобщенного параметра η .

Кривые рассчитывались по формуле:

$$\gamma_{ч1} = \frac{4\eta^2\beta^2 \frac{\alpha_1}{\delta_1} + \xi^2 + 4}{4\eta^2\beta^2 + (1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)}, \quad (64)$$

которая легко выводится из (62).

Параметрами семейства кривых являются отношение $\frac{\alpha_1}{\delta_1}$ и коэффициент ξ . Все кривые построены для $\beta = 1$.

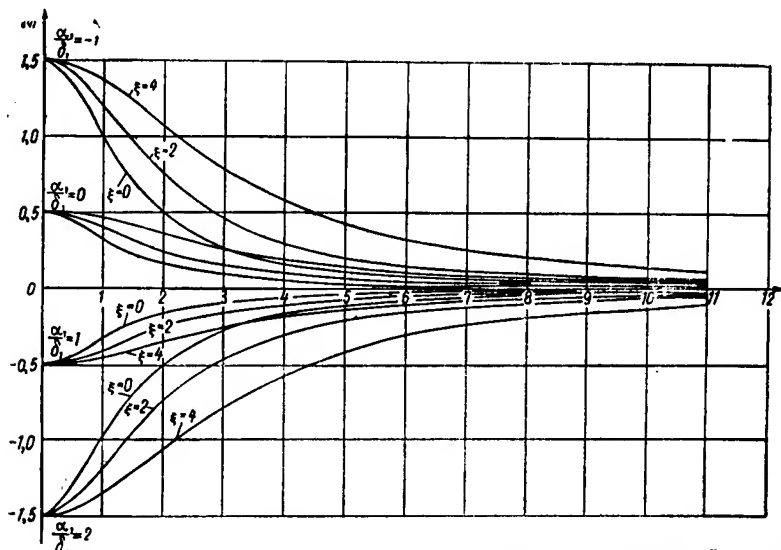


Рис. 7. Зависимость относительной величины временной погрешности $\gamma_{ч1} = \frac{\Delta \tau_{лч1}}{\Delta \tau \delta_1}$ от обобщенного параметра $\eta = \frac{\tau \Delta \omega}{\sqrt{2 \ln S_A}}$ для различных значений $\xi = \Delta \Omega \tau$ и $\frac{\alpha_1}{\delta_1} = \frac{\Omega_0}{\Omega}$ при $\beta = 1$.

Сравнивая кривые рис. 7 с кривыми рис. 5, нетрудно установить, что характер кривых остался прежним, но только чем больше девиация частоты, тем более полого идут кривые. Не-

трудно показать, что предел, к которому стремится погрешность при $\eta \rightarrow \infty$, остался прежним:

$$\lim_{\eta \rightarrow \infty} \gamma_{\text{в1}} = \lim_{\eta \rightarrow \infty} \frac{4\beta^2 \frac{\alpha_1}{\delta_1} + \frac{\xi^2 + 4}{\eta^2}}{4\beta^2 + \frac{(1 + \beta^2)(\xi^2 + 4)}{\eta^2}} = \frac{\alpha_1}{\delta_1} = \frac{\alpha}{\delta} = \frac{\Omega_0}{\Omega}.$$

При дальнейшем рассмотрении выражений (35), (32) и (34) нетрудно установить, что погрешность измерения вызвана не только погрешностью, заключенной в фазе сигнала, но и изменением амплитуды сигнала при изменении параметров усилителя и, что самое главное, при изменении самой измеряемой величины Δt .

Одним из способов, с помощью которого можно устранить влияние изменения амплитуды на результат измерения, является метод двух фазовых детекторов. Этот метод заключается в следующем: на выходе системы ставятся два фазовых детектора, как это показано на блок-схеме рис. 8. На

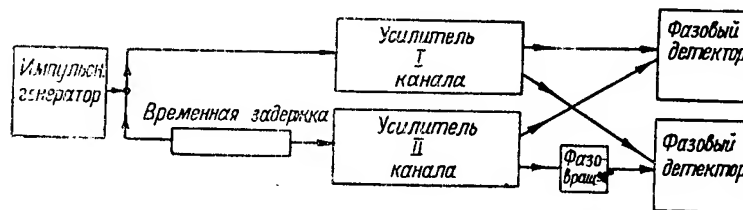


Рис. 8. Блок-схема устройства с двумя фазовыми детекторами.

один фазовый детектор сигналы с выходов усилителей подаются непосредственно, а на второй фазовый детектор один из сигналов подается со сдвигом по фазе на 90° . В этом случае показания первого фазового детектора будут пропорциональны косинусу разности фаз, второго — синусу разности фаз. Отношения этих показаний дает тангенс разности фаз, который не зависит от амплитуды при синусе и косинусе. Но при этом возникает проблема сдвига по фазе импульсно-модулированного сигнала без искажений.

Если измерение производится на радиочастотах, то наиболее простым способом является задержка одного из импульсов с помощью коаксиального кабеля на время:

$$\Delta \tau_z = \frac{\pi}{2\omega_0} = \frac{1}{4f_0}.$$

Можно предложить еще ряд методов, с помощью которых можно изменить фазу импульсного сигнала на 90° , но рассматривать этот вопрос в настоящей статье не представляется возможным.

Из всего вышеизложенного можно сделать следующие выводы.

Основным источником погрешности измерения временного сдвига между высокочастотными импульсами фазометрическим методом из-за неидентичности предварительных усилителей является разное время группового запаздывания усилителей. Как было показано выше, оно может быть учтено предварительной тарифировкой всего устройства. Что касается погрешности $\Delta\tau_n$, которая является функцией измеряемой величины $\Delta\tau$, то при стабильном по частоте источнике импульсов она может быть сведена к небольшой величине уже при оптимальной полосе пропускания предварительных усилителей. Но на практике часто бывает так, что источник высокочастотных импульсов нестабилен по частоте. В этом случае погрешность $\Delta\tau_n$ может возрасти и для ее уменьшения придется сильно увеличивать полосу пропускания предварительных усилителей, что является невыгодным с точки зрения получения необходимого коэффициента усиления и с точки зрения соотношения сигнала к шуму.

Поэтому некоторый интерес представляет вопрос сужения полосы пропускания. Если взять за основу резонансную частоту усилителя и уменьшать полосу пропускания, то, как видно из графиков (рис. 5), погрешность $\Delta\tau_n$ уменьшается при изменении частоты сигнала. Но при уменьшении полосы пропускания необходимо учитывать некоторые факторы. Уменьшение полосы меньше оптимальной ведет к уменьшению амплитуды импульса, когда коэффициент усиления на один каскад достигнет критического значения. Уменьшение полосы ведет к уменьшению стабильности фазовых характеристик предварительных усилителей из-за увеличения крутизны последних. Наконец, уменьшение полосы приводит к ухудшению соотношения сигнала к шуму, что конечно необходимо учитывать, хотя этот вопрос в настоящей работе и не анализируется.

Из всего сказанного следует, что основной причиной появления большой величины $\Delta\tau_n$ является нестабильность частоты импульсов. Наиболее реальной мерой борьбы с нестабильностью частоты является двойное преобразование частоты [9], то есть измерение разности фаз на частоте местного гетеродина.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. А. Самойло, Н. В. Таланина, Е. А. Мещанкина и И. Д. Богачев, Методы точного измерения разности фаз. Труды МЭИ, вып. XXI (радиотехнический), Госэнергоиздат, 1956.
 2. К. А. Самойло, Измерение разности фаз (конспект лекций), МЭИ, 1956.
 3. Е. Титчмарш, Введение в теорию интегралов Фурье, Гостехиздат, 1948.
 4. А. А. Харкевич, Спектры и анализ, Гостехиздат, 1953.
 5. С. Гольдман, Гармонический анализ, модуляция и шумы, Государственное издательство иностранной литературы, 1951.
 6. С. И. Евтянов, Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.
 7. И. С. Гоноровский, Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях, Связьиздат, 1954.
 8. В. А. Котельников и А. М. Николаев, Основы радиотехники, ч. I, Связьиздат, 1950.
 9. А. М. Бонч-Бруевич и В. И. Широков, Некоторые вопросы фазовых измерений, ЖТФ, т. 25, вып. 10, 1955.
 10. В. И. Сифоров, Ультра-коротковолновые радиоприемники импульсных сигналов, Связьиздат, 1947.
-

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ РАДИОИМПУЛЬСОВ В ПРИСУТСТВИИ ДЕЙСТВУЮЩЕГО ГАРМОНИЧЕСКОГО КОЛЕБАНИЯ

Канд. техн. наук Ю. П. Борисов.

Введение

При детектировании радиоимпульсов в присутствии непрерывно действующего гармонического колебания обнаруживаются искажения огибающих импульсов на выходе детектора. Результат детектирования в этом случае зависит от свойств детектора, от отношения амплитуд на входе детектора и от разности несущих частот сигнала и непрерывного колебания.

Вследствие того, что детектирование может происходить, как при малой суммарной амплитуде на входе детектора, так и при большой, при оценке искажений следует рассматривать два случая—режим квадратичного и режим линейного детектирования.

Детектирование сильных сигналов

При детектировании больших суммарных амплитуд характеристика детектора может быть аппроксимирована линейноломаной.

При действии радиоимпульсов и непрерывного колебания на вход детектора поступает суммарное колебание, которое можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_{\Sigma}(t) &= U_u(t) \cos(\omega_u t + \varphi_0) + U_n(t) \cos(\omega_n t + \psi_0) = \\ &= U_{\Sigma}(t) \cos \Phi(t), \end{aligned} \quad (1)$$

здесь: $U_u(t)$ — мгновенное значение огибающей импульсного сигнала;

$U_n(t)$ — мгновенное значение огибающей непрерывного колебания;

$U_{\Sigma}(t)$ — мгновенное значение суммарной огибающей;
 $\Phi(t)$ — мгновенное значение фазы результирующего колебания;
 ω_u, ω_n — несущие частоты сигнала и непрерывного колебания, соответственно;
 φ_0, ψ_0 — начальные фазы высокочастотных колебаний.

Мгновенное значение результирующего напряжения на нагрузке детектора равно:

$$U_d(t) = k_d U_{\Sigma}(t),$$

где k_d — коэффициент передачи детектора, принимаемый при дальнейших расчетах равным единице.

Мгновенное значение огибающей результирующего напряжения определяется следующим выражением:

$$U_{\Sigma}(t) = \sqrt{U_u^2(t) + U_n^2(t) + 2U_u(t)U_n(t)\cos\gamma(t)}, \quad (2)$$

где

$$\gamma(t) = (\omega_u - \omega_n)t + (\varphi_0 - \psi_0). \quad (3)$$

При наличии непрерывного колебания мгновенное значение приращения напряжения на нагрузке детектора в момент действия импульсного сигнала равно:

$$\Delta U_d(t) = U_{\Sigma}(t) - U_n(t).$$

Относительное приращение напряжения при этом определится следующей формулой:

$$q(t) = \frac{\Delta U_d(t)}{U_n(t)} = \sqrt{1 + \xi^2(t) + 2\xi(t)\cos\gamma} - \xi(t), \quad (4)$$

где

$$\xi(t) = \frac{U_n(t)}{U_u(t)}.$$

Из уравнения (4) следует, что мгновенное значение относительного приращения напряжения на нагрузке детектора зависит от формы огибающей сигнала, от отношения амплитуд сигнала и непрерывного колебания на входе детектора, также от разности фаз их высокочастотных колебаний. Предположим, что $\omega_n = \omega_u$, а фаза непрерывного колебания постоянна в течение всего времени действия отдельного радиопульса. Ввиду того, что между частотой непрерывного колебания и частотой следования радиопульсов не предполагается никакой функциональной зависимости, начальная разность фаз между высокочастотными колебаниями может счи-

таться случайной величиной. Эта разность фаз будет принимать любые значения в пределах от 0 до 2π , подчиняясь равномерному закону распределения вероятностей. При указанных условиях уравнение (3) примет следующий вид:

$$\gamma = (\varphi_0 - \psi_0) = 0 \div 2\pi.$$

При сделанных допущениях можно считать, что величина $q(t)$ зависит только от отношения амплитуд на входе детектора и от формы огибающей сигнала. При воздействии на детектор радиоимпульсов с прямоугольной огибающей и непрерывного немодулированного колебания уравнение (4) может быть дополнительно упрощено:

$$q = \sqrt{1 + \xi^2 + 2\xi \cos \gamma} - \xi. \quad (5)$$

Формула (5) является исходной для исследования процессов, происходящих в детекторе при воздействии на него радиоимпульсов в присутствии непрерывного гармонического колебания. На рис. 1 изображена зависимость относительного

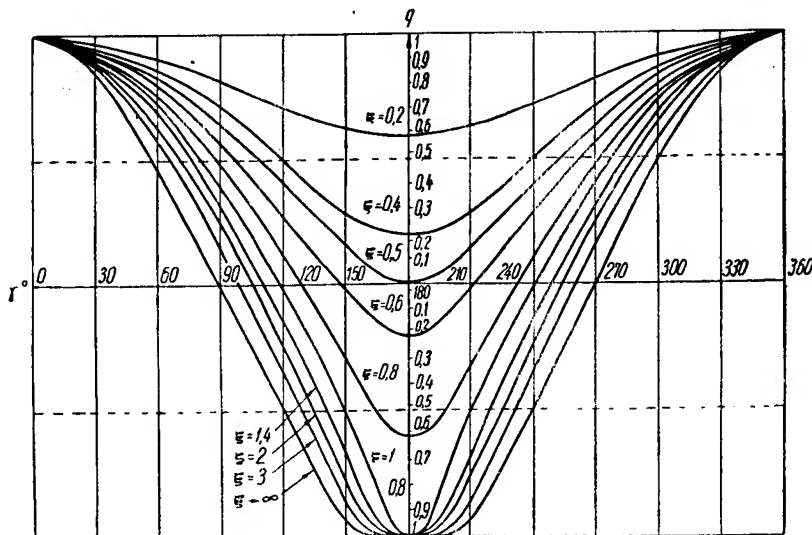


Рис. 1. Зависимость относительного приращения сигнала q от начальной разности фаз γ при линейном детектировании.

приращения сигнала q от начальной разности фаз γ при различных значениях отношения амплитуд на входе. Из рассмотрения зависимостей рис. 1 следует, что при детектировании радиоимпульсов в присутствии непрерывного колебания

возможно появление паразитной амплитудной модуляции по случайному закону и, при достаточно большом отношении амплитуды непрерывного колебания к амплитуде сигнала на входе детектора, подавление некоторого числа импульсов.

Для систем импульсной модуляции, имеющих в своем составе пороговое устройство, искажения указанного вида не опасны до тех пор, пока минимальное значение амплитуды импульсов достаточно для преодоления порога ограничения (срабатывания). При невыполнении указанного условия действие непрерывного колебания будет проявляться в виде подавления некоторой части импульсов по случайному закону.

Относительное приращение сигнала на выходе детектора равно:

$$q = \frac{\Delta U_{\text{и}}}{U_{\text{и макс}}},$$

где $U_{\text{и макс}}$ — максимальное значение огибающей импульса.

Относительный уровень ограничения в пороговом устройстве определяется следующей формулой:

$$q_0 = \frac{U_{\text{огр}}}{U_{\text{и макс}}},$$

где $U_{\text{огр}}$ — абсолютное значение напряжения ограничения.

Отсюда можно получить условие неподавления импульсов:

$$q \geq q_0. \quad (6)$$

На рис. 1 нетрудно видеть, что с увеличением относительного уровня ограничения q_0 (что всегда бывает полезно с точки зрения уменьшения ложных срабатываний), даже при неизменном значении ξ , число подавленных импульсов будет возрастать.

При $\xi \geq 0,5$ число подавленных импульсов начинает возрастать еще более резко, причем подавление имеет место и при $q_0=0$, то есть и при нулевом уровне ограничения. Это обстоятельство объясняется тем, что под влиянием непрерывного колебания часть импульсных сигналов на нагрузке детектора изменяет полярность на обратную и, таким образом, не может преодолеть порога ограничения. Границей областей положительных и отрицательных видеоимпульсов на выходе детектора являются значения γ , определяемые из уравнения (5) при $q=0$. Эта область значений равна:

$$\cos \gamma_{1,2} = -\frac{1}{2\xi}. \quad (7)$$

Уравнение (5) позволяет также найти те области значений γ , для которых модуль приращения сигнала на выходе детектора превышает заданное значение q .

Для области положительных приращений ($q > 0$)

$$\cos \gamma_{1,2} = \frac{q^2 + 2q\xi - 1}{2\xi}. \quad (8)$$

Для области отрицательных приращений ($q < 0$)

$$\cos \gamma_{3,4} = \frac{q^2 - 2q\xi - 1}{2\xi}. \quad (9)$$

При заданных значениях q эти области легко определяются графически с помощью кривых, изображенных на рис. 1.

Детектирование слабых сигналов

Для анализа этого случая воспользуемся аппроксимацией характеристики детектора полиномом второй степени:

$$\Delta I_z = I_0 + \frac{b}{2} [U_u^2(t) + U_n^2 + 2U_u(t) U_n(t) \cos \gamma]. \quad (10)$$

Приращение напряжения на нагрузке детектора равно:

$$\Delta U_z(t) = \frac{bR}{2} [U_u^2(t) + U_n^2 + 2U_u(t) U_n(t) \cos \gamma], \quad (11)$$

где R — сопротивление нагрузки детектора.

Откуда относительное приращение сигнала будет:

$$q(t) = \frac{\Delta U_z(t) - \Delta U_n}{U_u(t)} = 1 + 2\xi(t) \cos \gamma, \quad (12)$$

здесь: $\Delta U_z(t)$ — определяется формулой (11);

ΔU_n — приращение напряжения на нагрузке детектора при действии только непрерывного колебания;

$U_u(t)$ — приращение напряжения на нагрузке детектора при действии только сигнала;

$\xi(t) = \frac{U_n}{U_u(t)}$ — отношение амплитуд на входе.

Принимая во внимание высказанные ранее допущения для импульсов с прямоугольной огибающей, получим:

$$q = 1 + 2\xi \cos \gamma. \quad (13)$$

На рис. 2 изображено семейство кривых, определяющих зависимость относительного приращения напряжения сигнала q от γ при различных значениях ξ . Из семейства кривых на рис. 2 нетрудно видеть, что процессы, происходящие при детектировании импульсных сигналов квадратичным детектором в присутствии непрерывного колебания, весьма сходны с аналогичными процессами в детекторе с линейно-ломаной характеристикой.

На выходе детектора, в зависимости от значений γ и ξ , возможны как положительные, так и отрицательные приращения сигнала. Граничные значения разностей фаз γ , соответствующие областям отрицательных приращений сигнала, определяются из уравнений (13) при $q=0$:

$$\cos \gamma_{1,2} = -\frac{1}{2\xi}. \quad (14)$$

Уравнение (14) совпадает с соответствующим уравнением, полученным для случая детектирования сильных сигналов. Таким образом, и при детектировании слабых сигналов при $\xi \leq 0,5$ приращения сигналов на выходе детектора могут быть только положительными. Из формулы (13) можно найти границы значений γ , для которых модуль приращения сигналов $|q|$ имеет заданное значение:

Для области положительных приращений ($q > 0$)

$$\cos \gamma_{1,2} = \frac{q-1}{2\xi}. \quad (15)$$

Для области отрицательных приращений ($q < 0$)

$$\cos \gamma_{3,4} = -\frac{q+1}{2\xi}. \quad (16)$$

Для заданных значений q эти области легко определяются из семейства кривых, изображенных на рис. 2.

Сравнение двух случаев детектирования радиоимпульсов в присутствии непрерывного колебания показывает, что в последнем случае, то есть при детектировании слабых сигналов, относительные приращения напряжения на нагрузке детектора (как положительные, так и отрицательные) при определенных значениях ξ и γ могут существенно превышать единицу. Это обстоятельство объясняется тем, что коэффициент передачи детектора с квадратичной характеристикой увеличивается с увеличением амплитуды суммарного напряжения на входе детектора.

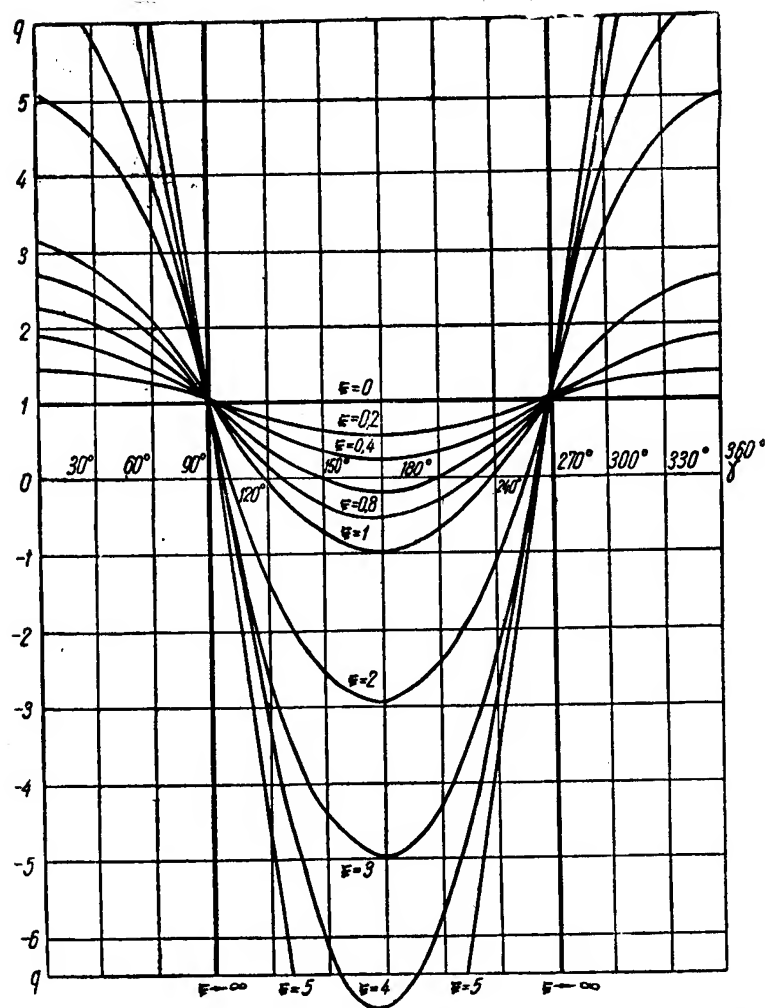


Рис. 2. Зависимость относительного приращения q от начальной разности фаз γ при квадратичном детектировании.

Итак, детектирование радиоимпульсов в присутствии непрерывного колебания приводит к случайным изменениям амплитуды видеоимпульсов на выходе детектора. При определенных значениях ξ и γ полярность некоторой части импульсов на выходе, под влиянием непрерывного колебания, изменяется на обратную. Изображенные на рис. 1 и 2 семейства кривых дают лишь статическую картину возможных приращений сигналов на нагрузке детектора при различных значениях ξ . На основании анализа этих кривых может быть получено лишь самое общее представление о форме сигналов на выходе детектора. Более полная характеристика огибающей выходного сигнала может быть получена, если найти плотность вероятностей распределения амплитуд видеоимпульсов.

**Плотность вероятностей распределения амплитуд
видеоимпульсов на выходе детектора**

Интегральная функция распределения начальной разности фаз высокочастотных колебаний сигнала и непрерывного гармонического колебания равна:

$$F(\gamma) = \frac{\gamma}{2\pi}, \quad (17)$$

где γ — начальная разность фаз сигнала и непрерывного колебания на входе детектора.

Как было показано выше, эта величина может принимать любые значения в пределах $0 \div 2\pi$. Плотность вероятностей величины γ будет:

$$\varphi(\gamma) = F'(\gamma) = \frac{1}{2\pi}. \quad (18)$$

Поскольку закон распределения случайной величины γ известен, то закон распределения случайной величины q , зависящей от γ , может быть найден по известному соотношению, справедливому для преобразования переменных (см. литературу).

Применяя это соотношение, получим следующее выражение для закона распределения плотности вероятности величины q :

$$\varphi(q) = \varphi[\Phi(q)] |\Phi'(q)|, \quad (19)$$

где $\gamma = \Phi(q)$ — функция, обратная функции $q = f(\gamma)$, а $\Phi'(q)$ — производная от $\Phi(q)$.

Формула (19) позволяет найти искомые распределения как для линейного, так и для квадратичного детектирования.

Найдем закон распределения плотностей вероятностей относительных амплитуд для случая линейного детектирования.

Интегральная функция распределения начальной разности фаз определяется выражением (17), функция $q=f(\gamma)$ — выражением (5). Обратная функция от выражения (5) равна:

$$\gamma = \arccos \frac{(q + \xi)^2 - 1 - \xi^2}{2\xi}.$$

Производная от обратной функции будет:

$$|\Phi'(q)| = \frac{2\xi(q + \xi)}{\sqrt{4\xi^2 - [(q + \xi)^2 - 1 - \xi^2]^2}}.$$

Выражение для распределения плотности вероятностей относительных амплитуд может быть получено, если найденные выше формулы подставить в соотношение (19). После несложных преобразований окончательная формула для распределения плотности вероятностей относительных амплитуд может быть представлена в следующем виде:

$$\varphi(q) = \frac{(q + \xi)}{\pi \sqrt{4\xi^2 - [(q + \xi)^2 - 1 - \xi^2]^2}}, \quad (20)$$

где q — относительное приращение амплитуды или, учитывая выражение (6), относительный уровень ограничения при использовании порогового приема.

Семейство кривых, рассчитанное по формуле (20), изображено на рис. 3. Здесь в качестве параметра используется отношение амплитуд радиоимпульсов к амплитуде непрерывного гармонического колебания, действующих на входе детектора. Асимптотические значения кривых получаются из формулы (20) при условии $\varphi(q) \rightarrow \infty$ и определяются следующим соотношением:

$$q_{1,2,3,4} = -\xi \pm (\xi \pm 1). \quad (21)$$

Для кривых, изображенных на рис. 3, асимптотические значения сведены в таблицу 1.

Таблица 1.

ξ	0,2	0,4	0,5	0,6	0,8	1	1,5	2	4
q_1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
q_2	0,6	0,2	0	-0,2	-0,6	-1	-1	-1	-1

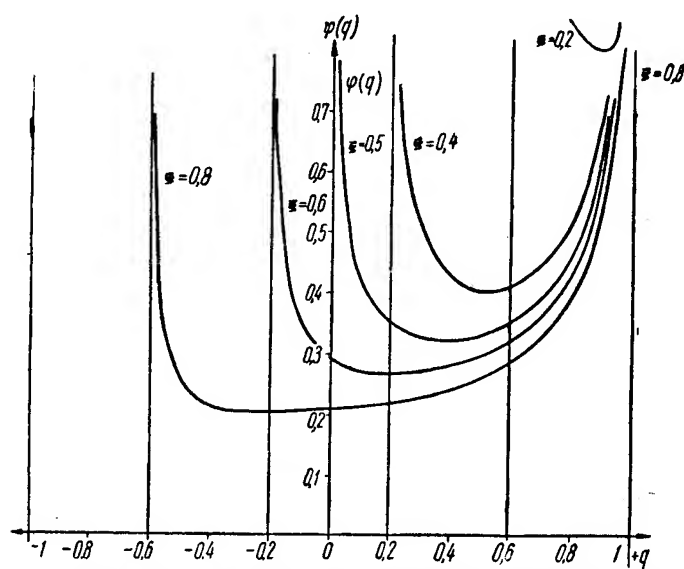
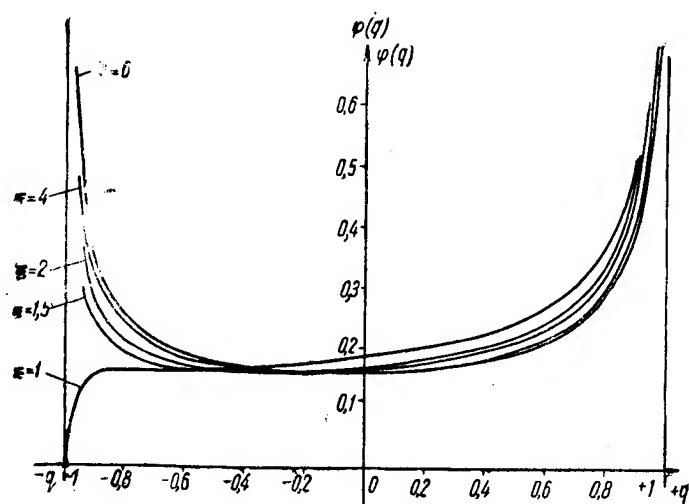


Рис. 3. Плотность вероятностей распределения амплитуд видеопульсов на выходе линейного детектора.

На основании анализа полученных кривых можно сделать следующие выводы:

1. При линейном детектировании распределение относительных амплитуд приближается к симметричному только при $\xi \rightarrow \infty$. Практически при $\xi > 2$ это распределение уже достаточно симметрично.

2. При $\xi = 1$ вероятность амплитуд, равных -1 , стремится к нулю. Объясняется тем, что при $\xi = 1$ соответствующая кривая, изображенная на рис. 1, только соприкасается с уровнем $q = -1$.

3. При $\xi > 1$ наиболее вероятные относительные амплитуды сосредоточены в зонах $q_1 = -0,6 \div -1$ и $q_2 = 0,6 \div 1$.

4. Для всех значений ξ имеются области q с наименьшими вероятными амплитудами. Для $\xi > 1$ эти области сосредоточены вблизи значения $q = 0$. Для $\xi > 1$ эти области перемещаются вправо, причем абсолютные значения распределения плотности вероятностей при этом увеличиваются.

Если воспользоваться формулой (19), то выражение для распределения плотностей при квадратичном детектировании можно получить тем же способом, что и формулу (20) для линейного детектирования. В результате несложных преобразований получается следующая формула, определяющая закон распределения плотности вероятностей при квадратичном детектировании:

$$\varphi(q) = \frac{1}{2\pi \sqrt{4\xi^2 - (q-1)^2}}. \quad (22)$$

Семейство кривых, рассчитанных по формуле (22), изображено на рис. 4. Асимптотические значения кривых определяются соотношением

$$q_{1,2,3,4} = \pm 2\xi \pm 1 \quad (23)$$

и сведены в таблицу 2.

Таблица 2.

ξ	0	0,2	0,4	0,6	1	2
q_1	1	1,4	1,8	2,2	3	5
q_2	1	0,6	0,2	-0,2	-1	-3

На основании анализа кривых распределения можно сделать следующие выводы:

1. При квадратичном детектировании все кривые распределения симметричны относительно $q=1$.
2. Чем больше значения ξ , тем более равномерным оказывается распределение амплитуд на выходе детектора.

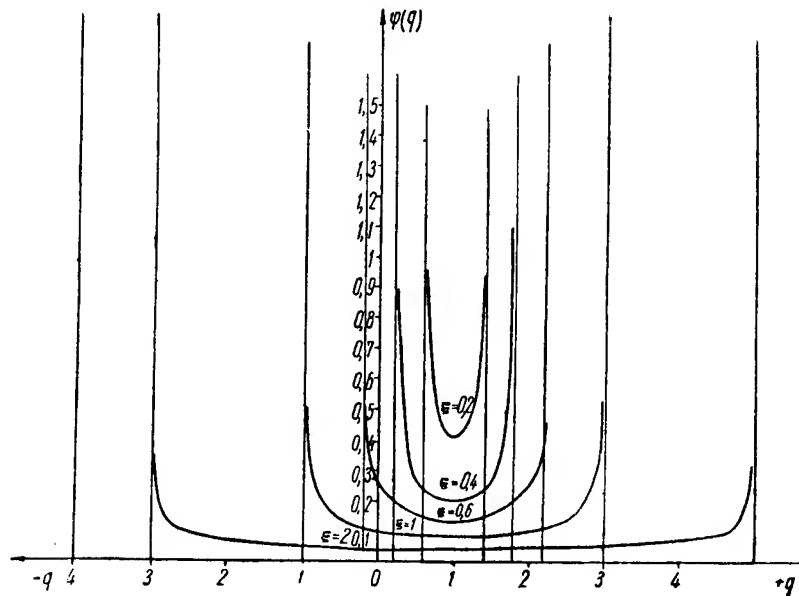


Рис. 4. Плотность вероятностей распределения амплитуд видеоимпульсов на выходе квадратичного детектора.

3. Минимальное значение функции распределения амплитуд для всех кривых совпадает при $q=1$. С увеличением ξ минимум распределения уменьшается.

Заключение

Получены формулы для распределения плотности вероятностей относительных амплитуд при линейном и квадратичном детектировании радиоимпульсов в присутствии непрерывного гармонического колебания. Эти распределения позволяют:

1. Оценить вероятные искажения сигнала в системе связи, работающей на принципе амплитудно-импульсной модуляции.

2. Оценить вероятные искажения сигнала в системе связи, работающих на принципе порогового приема, то есть систем, имеющих в своем составе пороговые устройства типа ограничителя по минимуму или запертого мультивибратора.

ЛИТЕРАТУРА

В. И. Бунимович, Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах, Советское радио, 1951.

ВЛИЯНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ НА ЧАСТОТНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ ПРИЕМНИКА ЧАСТОТНО- МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Инж. А. П. Белкин.

Вопрос о влиянии системы автоматической подстройки частоты на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов рассматривался И. С. Гоноровским [1]. Однако этот вопрос рассмотрен И. С. Гоноровским неправильно, так как при рассмотрении не учитывался фазовый сдвиг, даваемый фильтром. Этим сдвигом пренебрегать нельзя, так как он обычно близко к $\frac{\pi}{2}$. Кроме того, рассмотрение это было неполным, поскольку И. С. Гоноровский не учитывал влияния фазового сдвига, получающегося за счет запаздывания в усилителе промежуточной частоты.

В данной работе влияние системы автоматической подстройки частоты на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов исследовано с учетом фазового сдвига, даваемого фильтром и получающегося за счет запаздывания в усилителе промежуточной частоты.

Для рассмотрения влияния системы автоматической подстройки частоты на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов воспользуемся комплексным методом. Пусть частота сигнала модулирована низкой частотой $\frac{\Omega}{2\pi}$, тогда для приемника частотно-модулированных сигналов, блок-схема которого изображена на рис. 1, при условии, что в усилителе промежуточной частоты имеется постоянное запаздывание по частоте τ , а характеристики дискриминатора и управляющего элемента линейны, можно записать следующие соотношения:

$$\delta f_{пр\ вх}(j\Omega) = \delta f_c(j\Omega) - \delta f_r(j\Omega), \quad (1)$$

$$\delta f_{пр\ вх}(j\Omega) = \delta f_{пр\ вх}(j\Omega) e^{-j\Omega\tau}, \quad (2)$$

$$U_{вх\phi}(j\Omega) = S_{\delta} \delta f_{пр\text{ вых}}(j\Omega), \quad (3)$$

$$U_{вых\phi}(j\Omega) = D(j\Omega) U_{вх\phi}(j\Omega), \quad (4)$$

$$\delta f_r(j\Omega) = S_y U_{вых\phi}(j\Omega), \quad (5)$$

где: $\delta f_{пр\text{ вых}}(j\Omega)$ — отклонение промежуточной частоты на входе усилителя промежуточной частоты от своего номинального значения;

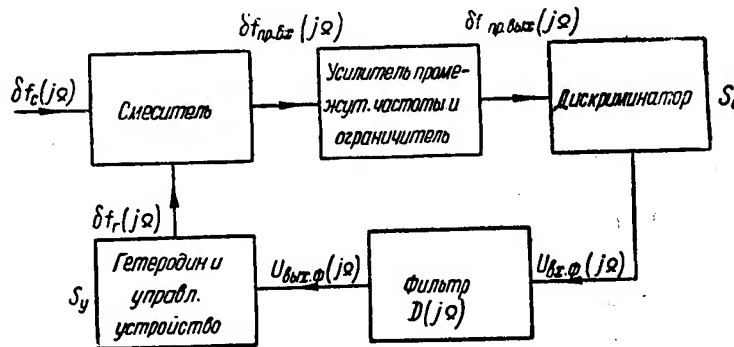


Рис. 1. Блок-схема приемника частотно-модулированных сигналов, имеющего систему автоматической подстройки частоты.

$\delta f_c(j\Omega)$ — отклонение частоты сигнала от своего номинального значения;

$\delta f_r(j\Omega)$ — отклонение частоты гетеродина от своего номинального значения;

$\delta f_{пр\text{ вых}}(j\Omega)$ — отклонение промежуточной частоты на выходе усилителя промежуточной частоты от своего номинального значения;

$U_{вх\phi}(j\Omega)$ — напряжение на входе фильтра;

$U_{вых\phi}(j\Omega)$ — напряжение на выходе фильтра;

$D(j\Omega)$ — коэффициент передачи фильтра;

S_{δ} — крутизна характеристики дискриминатора на линейном участке;

S_y — крутизна характеристики реактивной лампы на линейном участке.

Произведя в уравнении (5) последовательную подстановку из уравнений (4) — (2), получим следующее соотношение:

$$\delta f_r(j\Omega) = KD(j\Omega) \delta f_{пр\text{ вых}}(j\Omega) e^{-j\Omega\tau}, \quad (6)$$

где

$$K = S_y S_{\delta}.$$

На основании уравнений (1) и (2) можно записать:

$$\delta f_{пр\,вых}(j\Omega) = e^{-j\Omega\tau} [\delta f_c(j\Omega) - \delta f_r(j\Omega)]. \quad (7)$$

Подставляя соотношение (6) в уравнение (7) и производя очевидные преобразования, получим:

$$\delta f_{пр\,вых}(j\Omega) = \frac{e^{-j\Omega\tau} \delta f_c(j\Omega)}{1 + KD(j\Omega) e^{-j\Omega\tau}} = W(j\Omega) \delta f_c(j\Omega). \quad (8)$$

Здесь $W(j\Omega)$ — коэффициент передачи приемника частотно-модулированных сигналов, который может быть записан в следующем виде:

$$\begin{aligned} W(j\Omega) &= \frac{\delta f_{пр\,вых}(j\Omega)}{\delta f_c(j\Omega)} = \frac{e^{-j\Omega\tau}}{1 + KD(j\Omega) e^{-j\Omega\tau}} = \\ &= \frac{e^{-j\Omega\tau}}{1 + KD(\Omega) e^{j[\varphi_\phi(\Omega) - \Omega\tau]}} = W(\Omega) e^{j\varphi(\Omega)}, \end{aligned} \quad (9)$$

где:

$$W(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + K^2 D^2(\Omega) + 2KD(\Omega) \cos[\varphi_\phi(\Omega) - \Omega\tau]}} \quad (10)$$

— модуль коэффициента передачи приемника частотно-модулированных сигналов;

$$\varphi(\Omega) = - \left[\Omega\tau + \arctg \frac{KD(\Omega) \sin[\varphi_\phi(\Omega) - \Omega\tau]}{1 + KD(\Omega) \cos[\varphi_\phi(\Omega) - \Omega\tau]} \right] \quad (11)$$

— фаза коэффициента передачи приемника частотно-модулированных сигналов;

$D(\Omega)$ — модуль коэффициента передачи фильтра;

$\varphi_\phi(\Omega)$ — фаза коэффициента передачи фильтра.

Пусть $\delta f_c(j\Omega) = \Delta f_c e^{j\Omega t}$, тогда в соответствии с формулой (8) будем иметь:

$$\delta f_{пр\,вых}(j\Omega) = \Delta f_c W(j\Omega) e^{j\Omega t} \quad (12)$$

и

$$\delta f_{пр\,вых}(t) = \operatorname{Re} [\delta f_{пр\,вых}(j\Omega)] = \Delta f_c W(\Omega) \cos[\Omega t + \varphi(\Omega)]. \quad (13)$$

Из рассмотрения выражения (13) видно, что для отсутствия влияния системы автоматической подстройки частоты на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов необходимо, чтобы модуль коэффициента передачи приемника частотно-модулированных сигналов $W(\Omega)$ был близок к единице.

Рассмотрим частный случай, когда в качестве фильтра применен однозвенный RC — фильтр (рис. 2). Для этого частного случая выведем условие, которому должна удовлетворять постоянная времени фильтра $T=RC$, для того чтобы влияние системы автоматической подстройки частоты на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов не превышало заданной величины.

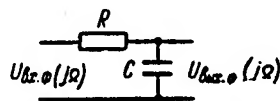


Рис. 2. Схема однозвенного RC -фильтра.

Коэффициент передачи однозвенного фильтра, изображенного на рис. 2, определяется следующим образом:

$$D(j\Omega) = \frac{1}{1+j\Omega T} = D(\Omega) e^{j\varphi_{\phi}(\Omega)}, \quad (14)$$

где:

$$D(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2 T^2}}, \quad (15)$$

$$\varphi_{\phi}(\Omega) = -\arctg \Omega T, \quad (16)$$

$T=RC$ — постоянная времени фильтра.

Заменяя в формуле (10) выражения $D(\Omega)$ и $\varphi_{\phi}(\Omega)$ их значениями согласно формул (15) и (16), получим:

$$W(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{K^2}{1+\Omega^2 T^2} + \frac{2K \cos[\arctg \Omega T + \Omega \tau]}{\sqrt{1+\Omega^2 T^2}}}}. \quad (10')$$

Используя известные тригонометрические соотношения

$$\begin{aligned} \cos[\arctg \Omega T + \Omega \tau] &= \cos[\arctg \Omega T] \cos \Omega \tau - \\ &- \sin[\arctg \Omega T] \sin \Omega \tau, \end{aligned}$$

$$\cos[\arctg \Omega T] = \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2 T^2}},$$

$$\sin[\arctg \Omega T] = \frac{\Omega T}{\sqrt{1+\Omega^2 T^2}},$$

формулу (10') можно преобразовать к следующему виду:

$$W(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{K^2}{1+\Omega^2 T^2} + \frac{2K \cos \Omega \tau + 2K \Omega T \sin \Omega \tau}{1+\Omega^2 T^2}}}. \quad (10'')$$

Решая это уравнение относительно T , получим:

$$T = -\frac{KW^2(\Omega) \sin \Omega \tau}{\Omega [1 - W^2(\Omega)]} + \frac{1}{2} \sqrt{\left[\frac{KW^2(\Omega) \sin \Omega \tau}{1 - W^2(\Omega)} \right]^2 + \frac{W^2(\Omega) + K^2 W^2(\Omega) + 2KW^2(\Omega) \cos \Omega \tau - 1}{1 - W^2(\Omega)}}. \quad (17)$$

Выражение (17) представляет из себя условие, которому должна удовлетворять постоянная времени фильтра, чтобы получить заданное значение модуля коэффициента передачи приемника частотно-модулированных сигналов $W(\Omega)$.

При отсутствии запаздывания в усилителе промежуточной частоты ($\tau=0$) будем иметь:

$$T = \frac{1}{\Omega} \sqrt{\frac{W^2(\Omega)}{1 - W^2(\Omega)} (2K + K^2) - 1}. \quad (17')$$

Сравним результаты, даваемые формулой (17'), с результатами, полученными И. С. Гоноровским. Формула И. С. Гоноровского в наших обозначениях имеет следующий вид:

$$T = \frac{1}{\Omega} \sqrt{\frac{W^2(\Omega)}{[1 - W^2(\Omega)]^2 K^2 - 1}}. \quad (18)$$

Положим $W(\Omega) = 0,9$, $K = 10$, тогда по формуле (17') получим $T = \frac{23}{\Omega}$, а по формуле (18) $T = \frac{90}{\Omega}$. Разница, как видим, весьма существенная.

На рис. 3 приведена частотная характеристика приемника частотно-модулированных сигналов, снабженного системой автоматической подстройки частоты, для $K = 30$ и различных значений γ . ($\gamma = \frac{T}{T_{кр}}$, где $T_{кр} = \frac{K\tau}{1,57}$ — критическая постоянная времени фильтра [2], то есть при $T < T_{кр}$ система автоматической подстройки частоты самовозбуждается).

Из рассмотрения этого рисунка видно, что частотная характеристика приемника частотно-модулированных сигналов, имеющего систему автоматической подстройки частоты, при γ , близких к единице, имеет резко выраженный колебательный характер (причем величина колебаний уменьшается с увеличением γ).

Таким образом видно, что выполнение условия отсутствия самовозбуждения системы автоматической подстройки частоты

ты является недостаточным для нормальной работы приемника частотно-модулированных сигналов, поскольку наличие колебаний на частотной характеристике приемника частотно-модулированных сигналов может привести к искажениям, если эти колебания лежат в полосе частот модуляции.

Следовательно, величину постоянной времени фильтра необходимо выбирать больше, чем это требует условие отсутствия самовозбуждения системы автоматической подстройки ча-

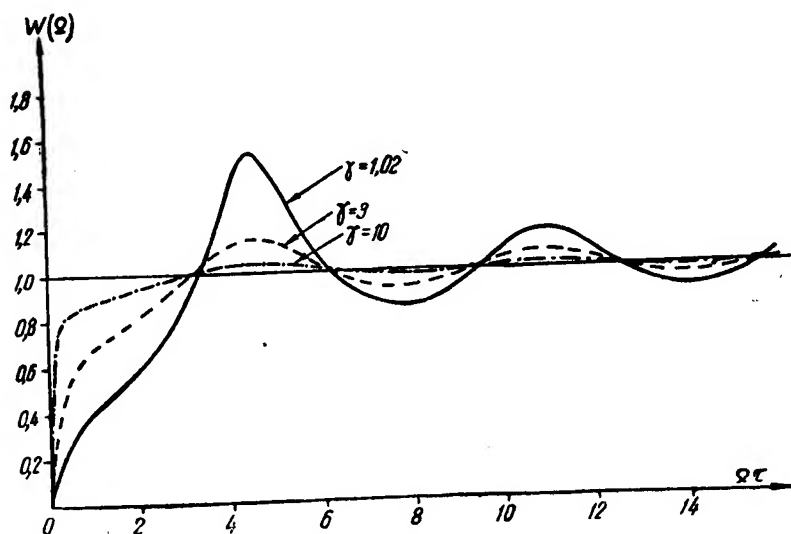


Рис. 3. Частотные характеристики приемника частотно-модулированных сигналов, имеющего систему автоматической подстройки частоты.

стоты. Величина постоянной времени фильтра должна быть такова, чтобы на частотной характеристике приемника частотно-модулированных сигналов не было заметных колебаний, например при $K=10 \div 50$ выбрать T из условия $T > 10T_{кр}$. Однако при таком выборе постоянной времени фильтра будет иметь место завал на низких частотах. Для уменьшения этого завала может потребоваться дальнейшее увеличение постоянной времени фильтра.

Результаты теоретического исследования влияния системы автоматической подстройки частоты на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов были подтверждены экспериментальным исследованием.

На основании приведенного исследования можно сделать следующие выводы:

1. Наличие системы автоматической подстройки частоты влияет на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов.

2. Вид частотной характеристики приемника частотно-модулированных сигналов, снабженного системой автоматической подстройки частоты, зависит от постоянной времени фильтра. При малой постоянной времени фильтра ($T_{кр} < T < 10T_{кр}$, при $K=10 \div 50$) частотная характеристика приемника имеет завал в области низких частот и резко выраженный колебательный характер. С увеличением постоянной времени фильтра завал в области низких частот уменьшается и уменьшаются колебания частотной характеристики.

* * *

Автор приносит глубокую благодарность проф. Л. С. Гуткину за ценные указания при просмотре рукописи.

ЛИТЕРАТУРА

1. И. С. Гоноровский, Частотная модуляция и ее применение, Связьиздат, 1948.
2. М. Р. Капланов и В. А. Левин, Автоматическая подстройка частоты, Госэнергоиздат, 1953.

АНАЛИЗ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА ПРИ КРАТНЫХ ЧАСТОТАХ

Инж. В. М. Сафонов.

Введение

В настоящее время существует значительное количество способов создания сетки стабильных частот с малым числом кварцев. Для этой цели применяются схемы преобразования частоты и формы напряжения кварцевого генератора. С повышением частоты подстраиваемого генератора преобразование формы напряжения становится затруднительным.

В настоящей работе предлагается использовать для создания сетки стабильных частот систему фазовой автоподстройки (ФАП), в которой на фазовый детектор подаются напряжения не только равных, но и кратных частот. При этом на выходе такого фазового детектора существует постоянное напряжение, величина и знак которого зависят от сдвига фаз эталонного и подстраиваемого генераторов. Система фазовой автоподстройки ведет себя подобно обычной с той разницей, что захват системы может происходить не на одной, а на нескольких кратных частотах. Фазовый детектор, работающий в таком режиме, в дальнейшем будем называть кратnofазовым, а зависимость выходного напряжения от сдвига фаз — характеристикой кратnofазового детектора.

Предметом исследования является зависимость характеристики от отношения частот и амплитуд напряжений, а также параметров схемы, которая изображена на рис. 1.

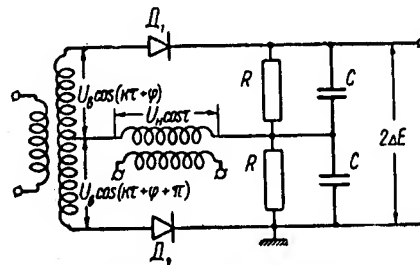


Рис. 1. Схема кратnofазового детектора.

Воздействие суммы двух синусоидальных напряжений на диодный детектор

Если внутренние сопротивления источников напряжения равны нулю, то нетрудно видеть, что верхний и нижний контуры выпрямления исследуемой схемы не оказывают влияния друг на друга. Поэтому анализ такой схемы сводится к изучению зависимости напряжения, выпрямленного диодным детектором, от сдвига фаз и амплитуд. Эквивалентная схема диодного детектора при воздействии суммы двух синусоидальных напряжений изображена на рис. 2-а. В дальнейшем

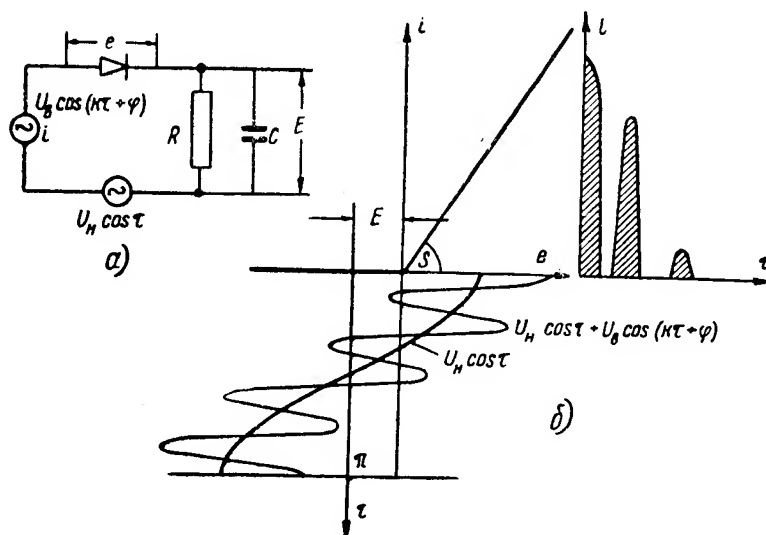


Рис. 2. Воздействие суммы двух синусоидальных напряжений на диодный детектор.

предполагается, что емкость фильтра C бесконечно велика, а характеристика диода составлена из двух прямых (полигональная аппроксимация).

При положительных напряжениях крутизна характеристики равна S .

Задача состоит в нахождении постоянной слагающей импульсов тока, которые изображены на рис. 2-б. Для этого можно эти импульсы разложить в ряд Фурье. Однако такое разложение представляет трудности, так как анодный ток вообще получается в форме нескольких импульсов. Чтобы

обойти эти трудности, можно применить прием, предложенный проф. С. И. Евтяновым [1]. Этот прием состоит в том, что в ряд Фурье разлагается импульс тока от одного из напряжений, например $U_s \cos(\kappa\tau + \varphi)$:

$$i = SU_s [\gamma_0(\cos \Theta) + \gamma_1(\cos \Theta) \cos(\kappa\tau + \varphi) + \dots + \gamma_n(\cos \Theta) \cos n(\kappa\tau + \varphi) + \dots] \quad (1)$$

При полигональной аппроксимации коэффициенты разложения могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned} \gamma_0(\cos \Theta) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\Theta (\cos \tau - \cos \Theta) d\tau, \\ \gamma_1(\cos \Theta) &= \frac{2}{\pi} \int_0^\Theta (\cos \tau - \cos \Theta) \cos \tau d\tau, \\ &\dots \dots \dots \\ \gamma_n(\cos \Theta) &= \frac{2}{\pi} \int_0^\Theta (\cos \tau - \cos \Theta) \cos n\tau d\tau. \end{aligned} \quad (2)$$

Второе синусоидальное напряжение считается смещением для первого.

При этом угол отсечки Θ оказывается переменным и определяется, как нетрудно видеть на рис. 2-б, формулой:

$$\cos \Theta = \frac{-E - U_n \cos \tau}{U_s}$$

или, обозначив

$$\frac{E}{U_s} = a, \quad \frac{U_n}{U_s} = b, \quad (3)$$

получим

$$\cos \Theta = -a - b \cos \tau. \quad (4)$$

Таким образом, коэффициенты разложения γ_0 , γ_1 и т. д. являются периодическими функциями времени. Разлагая их в ряд Фурье, получим:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_0(\cos \Theta) &= \gamma_{00} + \gamma_{01} \cos \tau + \gamma_{02} \cos 2\tau + \dots \\ \gamma_1(\cos \Theta) &= \gamma_{10} + \gamma_{11} \cos \tau + \gamma_{12} \cos 2\tau + \dots \\ &\dots \dots \dots \\ \gamma_n(\cos \Theta) &= \gamma_{n0} + \gamma_{n1} \cos \tau + \gamma_{n2} \cos 2\tau + \dots \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где:

$$\gamma_{p0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \gamma_p (-a - b \cos \tau) d\tau; \quad (p = 0, 1, 2 \dots);$$

$$\gamma_{pq} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \gamma_p (-a - b \cos \tau) \cos q\tau d\tau; \quad (q = 1, 2, 3 \dots). \quad (6)$$

Если частоты входных напряжений не равны и не кратны, то используя (1) и (5), получим выражение для постоянной слагающей тока

$$I_0 = SU_s \gamma_{00}. \quad (7)$$

Если частоты входных напряжений кратны, то появляется дополнительная составляющая, которая зависит от сдвига фаз. Подставив (5) в (1), получим в этом случае

$$I_0 = SU_s [\gamma_{00} + \frac{1}{2} \gamma_{1k} \cos \varphi + \frac{1}{2} \gamma_{22k} \cos 2\varphi + \dots], \quad (8)$$

если отношение частот равно целому числу K .

Выпрямленное напряжение на нагрузке детектора находится умножением (8) на R :

$$-E = SRU_s [\gamma_{00} + \frac{1}{2} \gamma_{1k} \cos \varphi + \frac{1}{2} \gamma_{22k} \cos 2\varphi + \dots]. \quad (9)$$

Нахождение выпрямленного напряжения таким образом сводится к отысканию коэффициентов γ_{00} , γ_{1k} и т. д., каждый из которых представляет собой соответствующий коэффициент разложения в ряд Фурье выражений $\gamma_0(-a - b \cos \tau)$, $\gamma_1(-a - b \cos \tau)$ и т. д. и определяется формулами (6). Графики и формулы для первых трех коэффициентов γ_0 , γ_1 , и γ_2 приведены в [2] и изображены на рис. 3. Выражения для этих коэффициентов довольно сложны и точное вычисление интегралов (6) не представляется возможным. Вычисление оказалось возможным после аппроксимации графиков γ_0 , γ_1 и γ_2 следующим образом.

Коэффициент

$$\gamma_0 = \frac{1}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta) \quad (10)$$

аппроксимирован путем разложения в ряд Маклорена по степеням $\cos \Theta$

$$\gamma_0 = \frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \cos \Theta + \frac{1}{2\pi} \cos^2 \Theta. \quad (11)$$

Как видно из рис. 3-а, эта формула хорошо передает ход графика на участке

$$-0,9 < \cos \Theta < +0,9.$$

Вне этого участка график аппроксимирован прямыми

$$\gamma_0(\cos \Theta) = 0 \quad \text{при } \cos \Theta > +0,9, \quad (12)$$

$$\gamma_0(\cos \Theta) = -\cos \Theta \quad \text{при } \cos \Theta < -0,9.$$

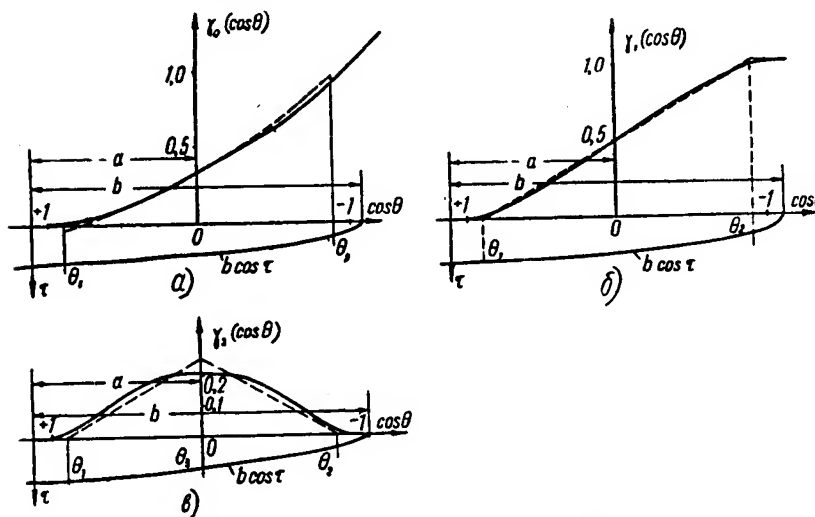


Рис. 3. К определению коэффициентов γ_{00} , γ_{1K} и γ_{22K} .

При этом (6) вообще распадается на три интеграла

$$\gamma_{00} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta_1} \gamma_0 d\tau + \frac{1}{\pi} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} \gamma_0 d\tau + \frac{1}{\pi} \int_{\Theta_2}^{\pi} \gamma_0 d\tau. \quad (13)$$

Из рис. 3-а видно, что

$$\cos \Theta_1 = \frac{-0,9 - a}{b}, \quad \cos \Theta_2 = \frac{-a + 0,9}{b}. \quad (14)$$

Следует заметить, что при некотором соотношении между a и b второй угол отсечки может отсутствовать.

Из (14) получаем

$$\cos \Theta_2 = \cos \Theta_1 + \frac{1,8}{b}. \quad (15)$$

Отсюда нетрудно найти условие отсутствия второго угла отсечки:

$$\cos \Theta_1 \geq 1 - \frac{1,8}{b}.$$

При наличии двух углов отсечки интегрирование (13) дает:

$$\gamma_{00} = \left(\frac{1}{2} - \frac{0,9}{\pi} \right) b [\gamma_0(\Theta_1) + \gamma_0(\Theta_2)] + \frac{b^2}{2\pi} [\gamma_0^{(2)}(\Theta_1) - \gamma_0^{(2)}(\Theta_2)], \quad (16)$$

где коэффициенты во вторых квадратных скобках определяются следующим выражением:

$$\gamma_0^{(2)} = \frac{1}{\pi} \left[\Theta \left(1 + \frac{1}{2} \cos 2\Theta \right) - \frac{3}{4} \sin 2\Theta \right]. \quad (17)$$

Для нахождения коэффициента $\gamma_{1\kappa}$ график $\gamma_1(\cos \Theta)$ аппроксимирован прямыми:

$$\begin{aligned} \gamma_1(\cos \Theta) &= 0, & (\cos \Theta > +0,9); \\ \gamma_1(\cos \Theta) &= \frac{0,9 - \cos \Theta}{1,8}, & (-0,9 > \cos \Theta > 0,9); \\ \gamma_1(\cos \Theta) &= 1; & (\cos \Theta < -0,9). \end{aligned} \quad (18)$$

При этом интеграл (6) также распадается на три участка с углами отсечки, определяемыми (14).

Производя операции, аналогичные предыдущему случаю, получаем после интегрирования:

$$\gamma_{1\kappa} = \frac{b}{1,8} [\gamma_\kappa(\Theta_1) - \gamma_\kappa(\Theta_2)], \quad (19)$$

где γ_κ определяется известным из [2] выражением:

$$\gamma_\kappa = \frac{1}{\pi\kappa} \left[\frac{\sin(\kappa-1)\Theta}{\kappa-1} - \frac{\sin(\kappa+1)\Theta}{\kappa+1} \right]. \quad (20)$$

Для нахождения коэффициента $\gamma_{22\kappa}$ график $\gamma_2(\cos \Theta)$ аппроксимирован при помощи четырех прямых, которые показаны на рис. 3-в. В этом случае следует учитывать наличие третьего угла отсечки, который определяется из того же рисунка следующим образом:

$$\cos \Theta_s = \frac{-a}{b}. \quad (21)$$

Используя (14) и (21), можно найти условие отсутствия третьего угла отсечки:

$$\cos \Theta_1 > 1 - \frac{0,9}{b}. \quad (22)$$

С учетом всех трёх углов отсечки получим

$$\gamma_{22\kappa} = 0,29b [\gamma_{2\kappa}(\theta_1) + \gamma_{2\kappa}(\theta_2) - 2\gamma_{2\kappa}(\theta_3)], \quad (23)$$

где $\gamma_{22\kappa}$ определяется из (20) после замены κ на 2κ .

Вычисления показывают, что остальные коэффициенты ($\gamma_{33\kappa}$ и т. д.), входящие в (9), могут быть отброшены с ошибкой, не превышающей 0,2%.

Характеристика кратнофазового детектора при малых кратностях

После того, как определены коэффициенты, входящие в уравнение (9), можно найти интересующую нас зависимость выпрямленного напряжения от сдвига фаз. Поделим обе части (9) на SRU_0 и отбросим коэффициенты $\gamma_{33\kappa}$ и выше:

$$\frac{-a}{SR} = \gamma_{00}(a, b) + \frac{1}{2} \gamma_{1\kappa}(a, b) \cos \varphi + \frac{1}{2} \gamma_{22\kappa}(a, b) \cos 2\varphi. \quad (24)$$

Полученное уравнение, как показывают выражения (16, 19 и 23), является трансцендентным и решить его относительно a

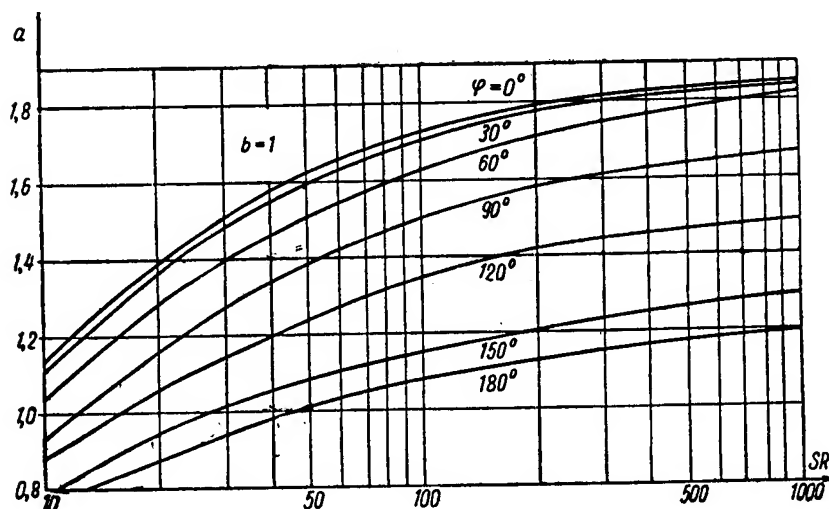


Рис. 4. Зависимость выпрямленного напряжения от сдвига фаз при $\kappa=2$

в общем виде аналитически не удастся. Нахождение характеристики производилось путем построения графиков $SR(a, b, \varphi)$ по (24). На рис. 4 и 5 изображены такие графики для

$\kappa=2$ и $\kappa=3$ при $b = \frac{U_n}{U_a} = 0,5$. Выбирая фиксированное SR , можно построить характеристику кратнофазового детектора.

Известно, что полоса синхронизма системы ФАП пропор-

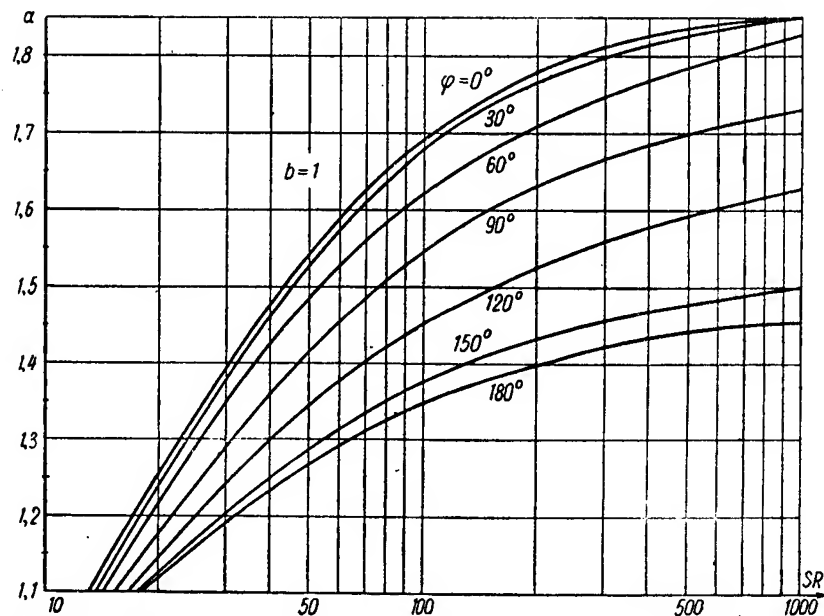


Рис. 5. Зависимость выпрямленного напряжения от сдвига фаз при $\kappa=3$.

циональна максимальному напряжению, которое может отдать фазовый детектор. С этой точки зрения представляет интерес исследовать размах характеристики, то есть разность выпрямленных напряжений при $\varphi=0$ и $\varphi=\pi$:

$$2\Delta E = E_0 - E\pi. \quad (25)$$

На рис. 6 представлена зависимость

$$\frac{2\Delta E}{U_a} = 2\Delta a \quad (26)$$

от отношения амплитуд $b = \frac{U_n}{U_a}$ для различных SR . Из этого рисунка видно, что с ростом SR размах нарастает, стремясь к некоторому пределу при $SR \rightarrow \infty$. Этот предел нетрудно найти, если учесть, что при $SR = \infty$ детектирование будет пиковым, и размах характеристики может быть найден как разность максимальных значений напряжения:

$$e = U_{\kappa} \cos \tau + U_s \cos(\kappa \tau + \varphi);$$

при $\varphi = 0$ и $\varphi = \pi$, то есть:

при $\varphi = 0$:

$$E_0 = U_s(1 + b); \quad (27)$$

при $\varphi = \pi$:

$$E\pi = U_s(b \cos \tau_0 - \cos \kappa \tau_0), \quad (28)$$

где τ_0 — угол, при котором суммарное напряжение e максимально.

Приравняв нулю производную выражения (28), находим τ_0 . После подстановки этого значения τ_0 в (28) и необходимых

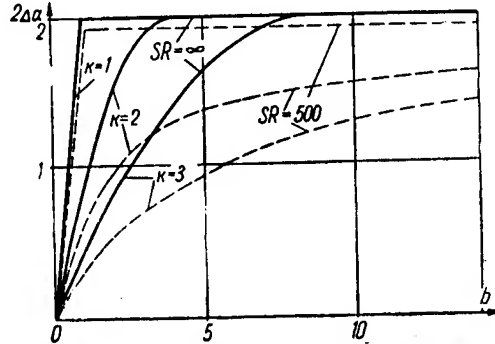


Рис. 6. Зависимость $2\Delta a$ от отношения амплитуд для различных SR .

преобразований получаем выражения для размаха характеристики:

$$\kappa = 2; \quad 2\Delta a = b \left(1 - \frac{b}{8} \right),$$

$$\kappa = 3; \quad 2\Delta a = 1 + b - \sqrt{\left(1 + \frac{b}{3} \right)^3}. \quad (29)$$

Интересно отметить, что при $SR = \infty$ существует критическое значение $b = b_{кр}$, после которого размах характеристики равен удвоенной амплитуде U_s и не зависит от амплитуды низкочастотного напряжения U_{κ} . Это критическое значение может быть найдено из уравнения:

$$\frac{dE\pi}{d\tau} = U_s(-b \sin \tau_0 + \kappa \sin \kappa \tau_0) = 0. \quad (30)$$

Разделим обе части на $\sin \tau_0$:

$$-b + \kappa \frac{\sin \kappa \tau_0}{\sin \tau_0} = 0. \quad (31)$$

Из рис. 7 видно, что при больших значениях b максимум суммарного напряжения E_Σ наступает при $\tau_0=0$ и размах характеристики определяется только амплитудой U_a .

Для нахождения $b_{кр}$ достаточно найти предельное выражение для (31) при $\tau_0 \rightarrow 0$:

$$-b_{кр} + \kappa^2 = 0,$$

откуда

$$b_{кр} = \kappa^2. \quad (32)$$

Как частный случай из этого соотношения вытекает известный факт, что в фазовом детекторе при равных частотах размах характеристики не зависит от амплитуды наибольшего из напряжений.

Из рис. 6 видно, что при больших значениях b размах характеристики почти не зависит от U_κ также и при конечных значениях параметра $SR \neq \infty$. Этот факт можно объяснить, если составить асимптотическое выражение для размаха при $b \rightarrow \infty$. Из (14) видно, что при $b \rightarrow \infty$:

$$\cos \Theta_2 \rightarrow \cos \Theta_1 \rightarrow \frac{-a}{b} = \cos \Theta_0. \quad (33)$$

При этом, как нетрудно убедиться из рис. 3, нелинейным участком в графиках γ_0 и γ_1 можно пренебречь, то есть считать, что

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= -\cos \Theta && \text{при } \cos \Theta < 0; \\ \gamma_0 &= 0 && \text{при } \cos \Theta > 0; \\ \gamma_1 &= 1 && \text{при } \cos \Theta < 0; \\ \gamma_1 &= 0 && \text{при } \cos \Theta > 0. \end{aligned}$$

Тогда оказывается, что выражения для γ_{00} и $\gamma_{1\kappa}$ приобретут следующий вид:

$$\begin{aligned} \gamma_{00} &= b \gamma_0(\Theta_0), \\ \gamma_{1\kappa} &= \frac{2}{\pi} \frac{\sin \kappa \Theta_0}{\kappa}. \end{aligned} \quad (34)$$

Эти же формулы также могут быть получены из (16) и (19). Для этого необходимо учесть, что при $b \rightarrow \infty$ (15) асимптотически стремится к выражению

$$\theta_1 - \theta_2 = \frac{1,8}{b \sin \theta_0}. \quad (35)$$

Учитывая это соотношение и совершая предельный переход в (16) и (19) при $b \rightarrow \infty$, получим (34).

Покажем, что при $b = \infty$ в выражение для постоянной слагающей войдут только два коэффициента γ_{00} и $\gamma_{1\kappa}$. Для

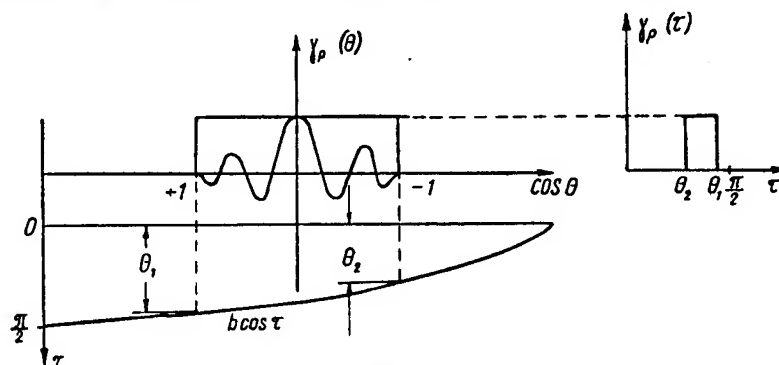


Рис. 8. Оценка $\gamma_p(\theta)$ при $b \rightarrow \infty$.

этого следует доказать, что сумма бесконечного ряда в (9), первый член которого равен $\frac{1}{2} \gamma_{22\kappa} \cos 2\varphi$, стремится к 0 при $b \rightarrow \infty$. Каждый коэффициент, входящий в этот ряд, определяется, согласно (6) и (9), выражением:

$$\gamma_{p\kappa p} = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \gamma_p(-a - b \cos \tau) \cos \kappa p \tau d\tau.$$

Сумма ряда может быть записана следующим образом:

$$S_{ост} = \frac{1}{\pi} \sum_{p=2}^{\infty} \cos p\varphi \int_0^\pi \gamma_p(-a - b \cos \tau) \cos \kappa p \tau d\tau.$$

Для оценки этого ряда заменим графики $\gamma_p(\theta)$ прямоугольниками, высота которых равна модулю максимального значения $\gamma_p(\theta)$, как показано на рис. 8.

Модуль максимального значения $\gamma_p(\Theta)$ может быть найден из (20), если положить

$$\text{Тогда} \quad \sin(p-1)\Theta = -\sin(p+1)\Theta = 1.$$

$$|\gamma_p|_{\max} = \frac{2}{\pi(p^2-1)}$$

и

$$S_{\text{осм}} < \frac{2}{\pi^2} \sum_{p=2}^{\infty} \frac{1}{p^2-1} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} \cos \kappa p \tau d\tau < \frac{2}{\pi^2 \kappa} \sum_{p=2}^{\infty} \frac{|\sin \kappa p(\Theta_1 - \Theta_2)|}{p^2} \leq \\ \leq \frac{2}{\pi^2 \kappa} \sum_{p=2}^{\infty} \frac{1}{p^2} = \frac{1}{3\kappa}.$$

$$\text{При } \Theta_1 \rightarrow \Theta_2 \rightarrow 0 \quad S_{\text{осм}} \rightarrow 0.$$

Таким образом, при $b \rightarrow \infty$ уравнение (24) приобретает следующий вид:

$$\frac{-a}{bSR} = \gamma_0(\Theta_0) + \frac{\sin \kappa \Theta_0}{\pi \kappa b} \cos \varphi. \quad (36)$$

С ростом b последний член, определяющий зависимость выпрямленного напряжения от сдвига фаз, падает, вследствие чего размах характеристики стремится к нулю. Воспользовавшись этим, дадим смещению некоторое приращение $a = a_0 + \Delta a$ и разложим (36) в ряд по степеням $\frac{\Delta a}{b}$, отбросив степени выше первой.

Разложение произведем относительно смещения a_0 , которое получается при сдвиге фаз $\varphi = \frac{\pi}{2}$. При этом последний член в (36) обращается в нуль, что облегчает нахождение a_0 .

После несложных преобразований получаем:

$$\Delta a = \frac{\frac{1}{\kappa} \sin \kappa \Theta_0 \cos \varphi}{\frac{\pi}{SR} + \Theta_0 + \frac{\cos \Theta_0 \cos \varphi}{b \sin \Theta_0}}. \quad (37)$$

Учитывая (35), последний член в знаменателе может быть отброшен, так как при $b \rightarrow \infty$ $\Theta_1 - \Theta_2 \rightarrow 0$. Подставив (33) в (36), получим формулу для определения рабочей точки a_0 , положив $\varphi = \frac{\pi}{2}$:

$$\frac{\cos \Theta_0}{SR} = \gamma_0(\Theta_0). \quad (38)$$

Нетрудно видеть, что это выражение совпадает с уравнением для обычного амплитудного диодного детектора и при достаточно больших SR может быть упрощено:

$$\Theta^3 = \frac{3\pi}{SR}. \quad (39)$$

Подставив SR из (38) в (37) и отбрасывая последний член в знаменателе, получим после необходимых преобразований:

$$\Delta a = \frac{\sin \kappa \Theta_0}{\kappa \operatorname{tg} \Theta_0} \cos \varphi. \quad (40)$$

Для того чтобы иметь возможность пользоваться этой формулой для практических расчетов, установим границы ее применимости. Выше отмечалось, что при $b \rightarrow \infty$ нелинейным участком коэффициентов Υ_0 и Υ_1 можно пренебречь. Из рис. 3 видно, что это утверждение эквивалентно выполнению соотношения:

$$b(1 - \cos \Theta_0) \gg 1. \quad (41)$$

Выполнение его затруднено при $\cos \Theta_0 \rightarrow 1$, то есть $SR \rightarrow \infty$. В этом случае (41) может быть записано приближенно следующим образом:

$$\frac{b \Theta_0^2}{2} \gg 1.$$

После подстановки (39) в последнее неравенство получим после преобразований условие применимости формулы (40):

$$b \gg 2 \sqrt[3]{\left(\frac{SR}{3\pi}\right)^2}. \quad (42)$$

Анализ асимптотического выражения (40) показывает, что приращение выпрямленного напряжения при $b \rightarrow \infty$ действительно не зависит от амплитуды низкочастотного напряжения. Следует отметить также, что при $\kappa \Theta_0 = \pi$ размах характеристики кратнофазового детектора, согласно (40), обращается в нуль. Для увеличения размаха необходимо выбирать параметр SR так, чтобы

$$\kappa \Theta_0 = \frac{\pi}{2}.$$

В результате проведенного расчета были получены выражения для определения приращения выпрямленного напряжения $\Delta E = F(\varphi)$ при различных b и SR для одного плеча

кратнофазового детектора. Из рис. 1 видно, что характеристика для двух плеч может быть получена из соотношения:

$$2\Delta E = F(\varphi) - F(\varphi + \pi)$$

или, учитывая симметрию характеристики относительно $\varphi = \pi$ (рис. 9),

$$2\Delta E = F(\varphi) - F(\pi - \varphi). \quad (43)$$

На рис. 9 построены относительные характеристики $\frac{\Delta E}{\Delta E_{\max}}$ для различных b и $\kappa = 2$, причем при малых b значения $F(\varphi)$

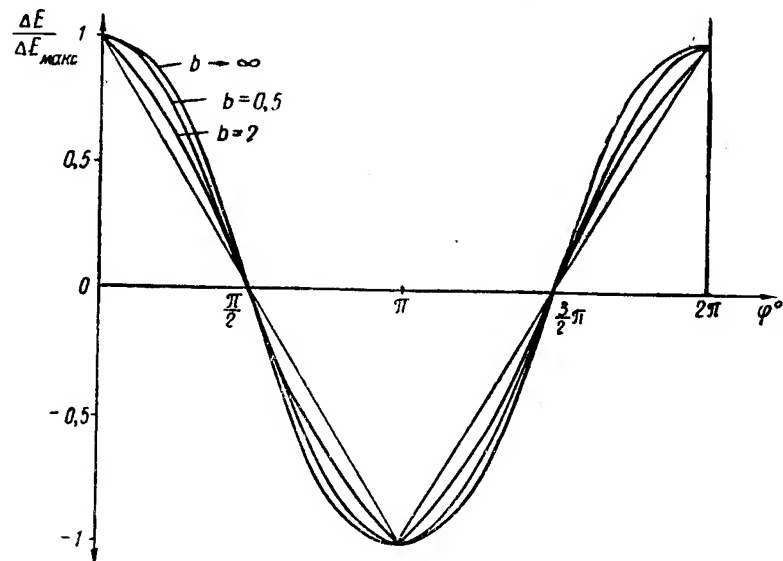


Рис. 9. Форма характеристики краткофазового детектора при $\kappa = 2$.

определялись из графиков, аналогичных рис. 4, а при $b \rightarrow \infty$ из (40).

Рассмотрение этих характеристик показывает, что вид характеристики зависит от отношения амплитуд $b = \frac{U_{\kappa}}{U_s}$ и что существует некоторое оптимальное значение b , при котором характеристика наиболее линейна. При $b \rightarrow \infty$ характеристика, как показывает (40), стремится к косинусоиду.

Характеристика кратнофазового детектора при больших кратностях

Вычисление зависимости $SR(a)$ для различных кратностей показывает, что отношение размера характеристики к смещению a_0 при $k > 10$ значительно падает. Это объясняется тем, что коэффициенты γ_{1k} , γ_{22k} и т. д. убывают с ростом кратности, тогда как коэффициент γ_{00} , определяющий a_0 , от кратности не зависит. Этот факт можно использовать для приближенного аналитического определения зависимости смещения от сдвига фаз:

$$a(\varphi) = a_0 + \Delta a(\varphi).$$

С целью получения приближенного выражения $\Delta a(\varphi)$ разложим (24) в ряд Тейлора по степеням Δa , отбросив степени Δa третьего и более высокого порядков. Рис. 10 иллюстрирует

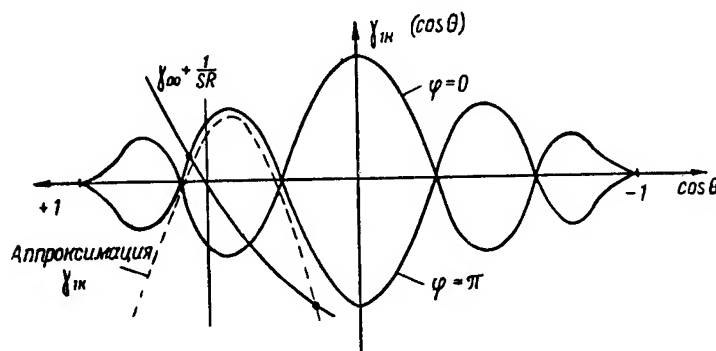


Рис. 10. Приближенное определение характеристики при больших кратностях.

необходимость удерживания второй степени Δa . Действительно, смещения при $\varphi=0$ и $\varphi=\pi$ могут соответствовать различным склонам графика γ_{1k} , и линейная аппроксимация может привести к весьма большой ошибке.

Коэффициент γ_{22k} в дальнейших выкладках отброшен, поскольку, как отмечалось выше, он достаточно мал. При этом выражение для $\Delta a(\varphi)$ значительно упрощается. Разложение полученного таким образом выражения

$$\frac{-a}{SR} = \gamma_{00}(a) + \frac{1}{2} \gamma_{1k}(a) \cos \varphi \quad (44)$$

производится вокруг смещения a_0 , которое определяется при

$$\varphi = \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{-a_0}{SR} = \gamma_{00}(a_0). \quad (45)$$

После разложения (44) в ряд и необходимых преобразований получаем уравнение:

$$\alpha_0(\Delta a)^2 + 2\alpha_1(\Delta a) + \alpha_2 = 0, \quad (46)$$

где:

$$\alpha_0 = \gamma'_{00}(a_0) + \frac{1}{2} \gamma'_{1\kappa}(a_0) \cos \varphi,$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{SR} + \gamma'_{00}(a_0) + \frac{1}{2} \gamma'_{1\kappa}(a_0) \cos \varphi,$$

$$\alpha_2 = \gamma_{1\kappa}(a_0) \cos \varphi.$$

Здесь штрихи означают дифференцирование по a соответствующих коэффициентов. После дифференцирования по a (16)

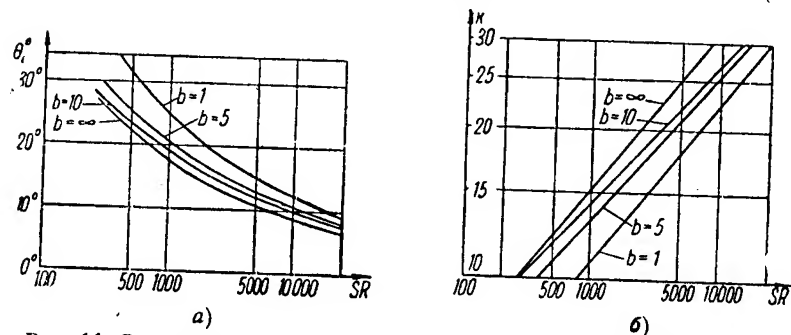


Рис. 11. Зависимость угла отсечки и кратности от параметра SR .

и (19) получим следующие выражения для коэффициентов уравнения:

$$\gamma'_{00} = \frac{\pi - 1,8}{b\pi^2} \left(\frac{1}{\sin \Theta_1} + \frac{1}{\sin \Theta_2} \right) + \frac{\Theta_1 - \Theta_2}{\pi^2},$$

$$\gamma'_{1\kappa} = \frac{1}{0,9\pi b} \left(\frac{\cos \kappa \Theta_1}{\sin \Theta_1} - \frac{\cos \kappa \Theta_2}{\sin \Theta_2} \right),$$

$$\gamma'_{00} = \frac{\pi - 1,8}{2\pi^2} (\Theta_1 + \Theta_2) + \frac{b}{\pi} [\gamma_0(\Theta_1) - \gamma_0(\Theta_2)],$$

$$\gamma'_{1\kappa} = \frac{1}{0,9\pi\kappa} (\sin \kappa \Theta_1 - \sin \kappa \Theta_2).$$

Углы отсечки Θ_1 и Θ_2 определяются согласно (14) при смещении $a=a_0$, определяемом из (45).

На рис. 11-а представлена зависимость угла отсечки Θ_1 от параметра SR , построенная по (45). Пользуясь этим графиком и (14), можно легко определять Θ_1 и Θ_2 при различных b и SR . Характеристика кратнофазового детектора находится после решения уравнения (46):

$$\Delta a(\varphi) = -\frac{a_1}{a_0} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{a_0}{a_1^2} a_2} \right). \quad (47)$$

Второй, наибольший по модулю, корень уравнения отброшен, поскольку он соответствует, как видно из рис. 10, участку графика $\gamma_{1\kappa}$, который не дает пересечения с кривой $\gamma_{\infty} + \frac{a}{SR}$.

На рис. 12 представлена зависимость размаха характеристики $2\Delta a$ от параметра SR при $b=5$ для двух кратностей, по-

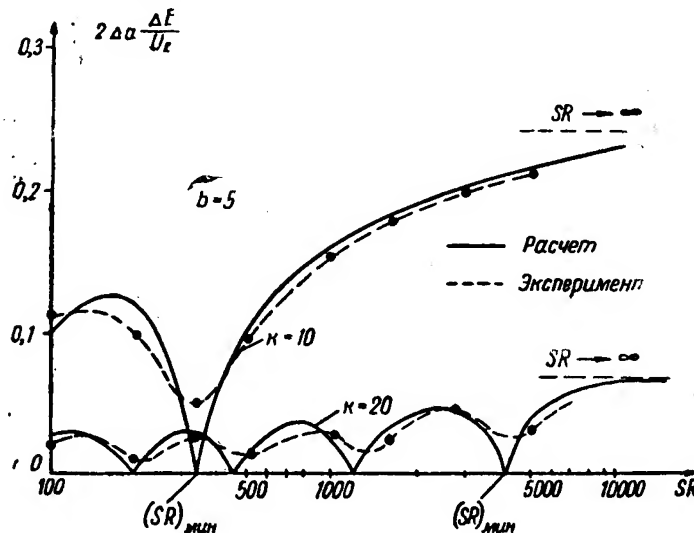


Рис. 12. Зависимость размаха характеристики от параметра SR при $\kappa = 10$ и $\kappa = 20$.

строенная по формуле (47). Из этого рисунка видно, что при некоторых значениях SR характеристика отсутствует. Это объясняется тем, что при некоторых углах отсечки, как видно из рис. 10, коэффициент $\gamma_{1\kappa}$ обращается в нуль. На этом же рисунке пунктиром представлена экспериментальная кривая, которая показывает, что реально характеристика присутствует при любых значениях SR . Это расхождение объясняется тем, что в выражении для характеристики были отброшены коэф-

эффициенты $\gamma_{22\kappa}$ и выше. Однако приближенное условие наличия минимума размаха характеристики может быть найдено из выражения:

$$\gamma_{1\kappa} = 0.$$

Наибольший интерес представляет определение первого минимума, соответствующего большим значениям параметра SR .

На рис. 11-б представлена зависимость кратности, при которой наступает первый минимум, от параметра SR . Из этого рисунка видно, что с ростом кратности величина этого параметра увеличивается. Выше отмечалось, что в системе ФАП кратnofазовый детектор работает в некотором диапазоне частот. В этих условиях желательно уменьшить влияние кратности частот на размах характеристики, что позволит уменьшить изменение полосы синхронизма ФАП при перестройке подстраиваемого генератора. Из рис. 12 видно, что при $SR > (SR)_{\min}$ размах характеристики монотонно увеличивается с ростом SR . Поэтому необходимо выбирать параметр SR достаточно большим, так чтобы первый минимум наступал на частоте, большей наивысшей частоты диапазона ФАП. Тогда на всех частотах в диапазоне не может быть минимума размаха характеристики. Из рис. 11 видно, что при $\kappa=30$ $SR=10000$, что вызывает необходимость применения диодов с большой крутизной (например, 6ДЗД) и больших сопротивлений нагрузки. Учитывая последнее обстоятельство, желательно нагружать кратnofазовый детектор электронной лампой в режиме отсутствия сеточных токов.

Рис. 13 иллюстрирует влияние отношения амплитуд b на размах характеристики для различных параметров SR при двух кратностях $\kappa=10$ и $\kappa=20$.

По оси ординат отложено отношение размаха характеристики на одно плечо кратnofазового детектора к амплитуде наибольшего из напряжений. При $b > 1$ наибольшей амплитудой, очевидно, является U_n , а при $b < 1$ — U_* . При малых значениях SR имеют место минимумы размаха при нескольких значениях b . Эти минимумы могут быть получены, как указывалось выше, из графика рис. 11. С ростом SR минимумы сдвигаются в сторону малых значений b , причем существует оптимальное значение b , при котором размах характеристики максимален. При $b \rightarrow \infty$ размах характеристики определяется полученной ранее формулой (40), то есть не зависит от амплитуды низкочастотного напряжения.

При $SR = \infty$ размах характеристики может быть определен из формул (25), (27), (28) и (30) и, как указывалось

выше, при $b > \kappa^2$ равен удвоенной амплитуде высокочастотного напряжения.

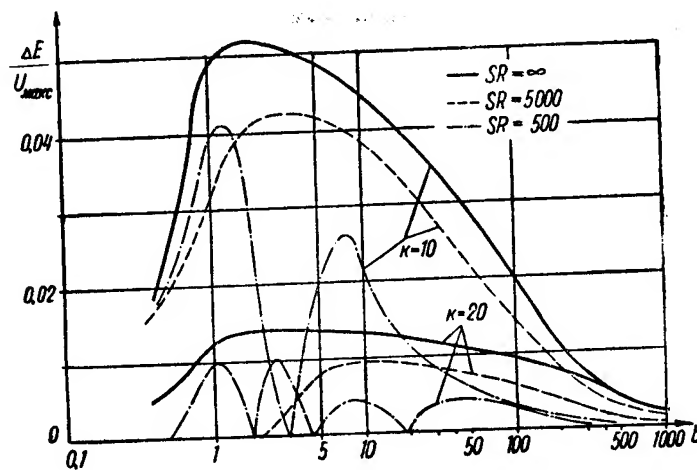


Рис. 13. Зависимость размаха характеристики от $b = \frac{U_n}{U_c}$ и параметра SR .

На рис. 14 представлена зависимость от кратности размаха характеристики на одно плечо кратнофазового детектора при $b=5$. Параметр $SR=5000$ выбран при помощи графика рис. 11 так, что минимум размаха характеристики наступает на кратности $\kappa > 20$. На этом же рисунке изображена зависимость размаха характеристики при $b=100$. Сравнение этих двух случаев показывает, что при отношении амплитуд $b=5$ величина размаха характеристики больше, чем при $b \rightarrow \infty$. Однако изменение размаха по диапазону во втором случае оказывается меньшим.

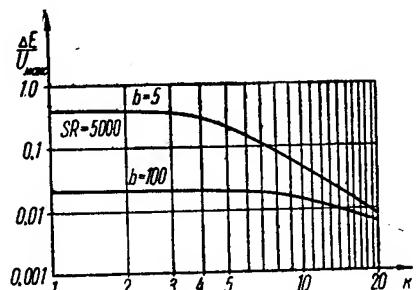


Рис. 14. Зависимость размаха характеристики от кратности при двух значениях b .

Как уже указывалось выше, анализ характеристик кратнофазового детектора был проделан для случая, когда низкочастотное напряжение действует в фазе на оба плеча детектора.

Можно показать, что при включении низкочастотного напряжения в обмотку со средней точкой характеристика на четных кратностях отсутствует. Действительно, тогда напряжение в верхнем плече:

$$e_1 = U_n \cos \tau + U_s \cos (\kappa \tau + \varphi),$$

в нижнем плече:

$$e_2 = U_n \cos (\tau + \pi) + U_s \cos (\kappa \tau + \varphi).$$

Постоянная слагающая тока будет определяться членами вида:
в верхнем плече:

$$\gamma_{p, \kappa} \cos p \kappa \tau \cdot \cos p (\kappa \tau + \varphi),$$

в нижнем плече:

$$\gamma_{p, \kappa} \cdot \cos (p \kappa \tau + \kappa \pi) \cdot \cos p (\kappa \tau + \varphi),$$

$$p = 0, 1, 2, \dots$$

После применения формулы для произведения косинусов получим следующие выражения для постоянной слагающей:
в верхнем плече:

$$\frac{1}{2} \gamma_{p, \kappa} \cos p \varphi,$$

в нижнем плече:

$$\frac{1}{2} \gamma_{p, \kappa} \cos p (\kappa \pi + \varphi).$$

Из этих выражений видно, что при κ четном постоянные слагающие в обоих плечах равны при любом сдвиге фаз, то есть характеристика отсутствует.

Если κ нечетно, то на выходе фазового детектора существует обычная характеристика, определяемая полученными выше выражениями.

З а к л ю ч е н и е

В результате исследования кратнофазового детектора установлено, что с точки зрения анализа следует различать два случая: $\kappa > 10$ и $\kappa < 10$.

При малых кратностях удобнее пользоваться формулой (24) для последующего графического определения характеристики. При больших кратностях получена приближенная аналитическая зависимость (47). Получены асимптотические выражения для характеристик при $SR \rightarrow \infty$, а также при $b \rightarrow \infty$. Показано, что при $SR = \infty$ размах характеристики опреде-

ляется только амплитудой высокочастотного напряжения, если отношение амплитуд

$$b = \frac{U_{\kappa}}{U_{\sigma}}$$

больше квадрата кратности. При больших значениях b влияние амплитуды низкочастотного напряжения незначительно также и при конечных значениях SR . Рассмотрены условия работы кратнофазового детектора в диапазоне частот. Показано, что влияние кратности на размах характеристики уменьшается, если параметр SR больше некоторого критического значения. Поэтому в схеме диодного кратнофазового детектора целесообразно применять диоды с большой крутизной. Установлено, что при включении низкочастотного напряжения в обмотку со средней точкой характеристика при четных кратностях отсутствует.

Следует отметить, что в качестве кратнофазового детектора может быть использована также многосеточная лампа, на одну или две сетки которой подаются синусоидальные напряжения кратных частот.

* * *

В заключение автор выражает благодарность докт. техн. наук проф. С. И. Евтянову за руководство настоящей работой.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. И. Евтянов, О внешнем воздействии на автогенератор, Радиотехника, № 6, 1956.
2. С. И. Евтянов, Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1950.

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ГЕРМАНИЕВЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Инж. О. С. Ченцова.

Детектирование непрерывного сигнала

При детектировании непрерывного сигнала основными параметрами детектора являются коэффициент передачи и входное сопротивление. Наличие обратного тока германиевого диода приводит к уменьшению коэффициента передачи детектора, к уменьшению величины входного сопротивления детектора и к изменению характера зависимости входного сопротивления детектора от амплитуды сигнала.

Методы расчета параметров детектора, применяемые для вакуумных диодов, непригодны для германиевых диодов.

В литературе имеется ряд работ, посвященных определению параметров германиевого детектора [1, 2 и др.].

Метод расчета основных параметров детектора для слабых сигналов дается Л. С. Гуткиным [1].

Им используется экспоненциальная аппроксимация статической характеристики германиевого диода, что совпадает с теоретическим выражением для вольтамперной характеристики $p-h$ перехода, полностью определяющим статическую характеристику кристалла при малых напряжениях.

Для сильных сигналов в работе американских авторов [2] и в работе Князева предлагается аппроксимировать прямой и обратный ток германиевого диода двумя прямыми. В первой работе параметры германиевого детектора предлагается определять с помощью нескольких семейств кривых. Во второй работе для этих же параметров даются расчетные формулы, в общем виде довольно громоздкие.

Следует отметить, что аппроксимация статической характеристики германиевого диода двумя прямыми позволяет использовать, для определения параметров германиевого детек-

тора, метод, широко применяемый для вакуумных диодов, именно—метод идеального диода (линейно-ломаная аппроксимация).

Статическая характеристика германиевого диода, аппроксимированная двумя прямыми, показана на рис. 1-а. Диод D с такой характеристикой можно заменить диодом D_1 , имею-

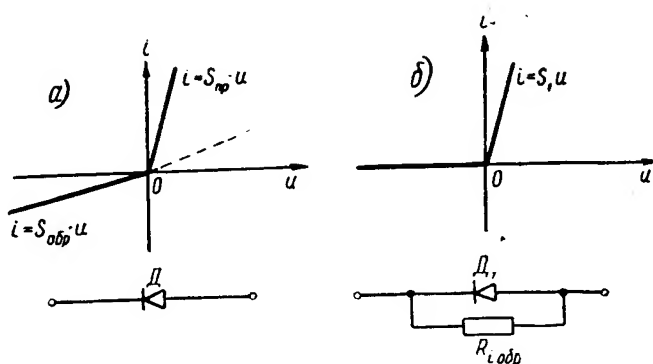


Рис. 1. а — статическая характеристика германиевого диода D , аппроксимированная двумя прямыми; б — статическая характеристика идеального диода D_1 и эквивалентная схема германиевого диода D .

щим линейно-ломаную характеристику с крутизной S_1 , параллельно которому подключено сопротивление $R_{iобр}$ (рис. 1-б), здесь:

$$S_1 = S_{np} - S_{обр},$$

$$R_{iобр} = \frac{1}{S_{обр}},$$

где: S_{np} — крутизна прямого тока реального диода;
 $S_{обр}$ — крутизна обратного тока реального диода.

Так как S_{np} обычно много больше $S_{обр}$, то можно приблизительно считать, что $S_1 \approx S_{np}$.

Таким образом можно пользоваться методами расчета, основанными на линейно-ломаной аппроксимации, при соответствующем учете сопротивления $R_{iобр}$.

Недостатком аппроксимации статической характеристики двумя прямыми является то, что не учитывается нелинейность вольтамперной характеристики обратного тока диода, которая сказывается при больших сигналах, и нелинейность прямого тока, которая сказывается при малых сигналах.

Простейшая кривая, которой можно аппроксимировать прямой и обратный ток германиевого диода, учитывая нелинейность, есть парабола.

Аппроксимируем прямой и обратный ток германиевого диода параболой следующим образом:

$$\begin{aligned} i &= au^2 & \text{при} & \quad u \geq 0, \\ i &= -bu^2 & \text{при} & \quad u < 0. \end{aligned} \quad (1)$$

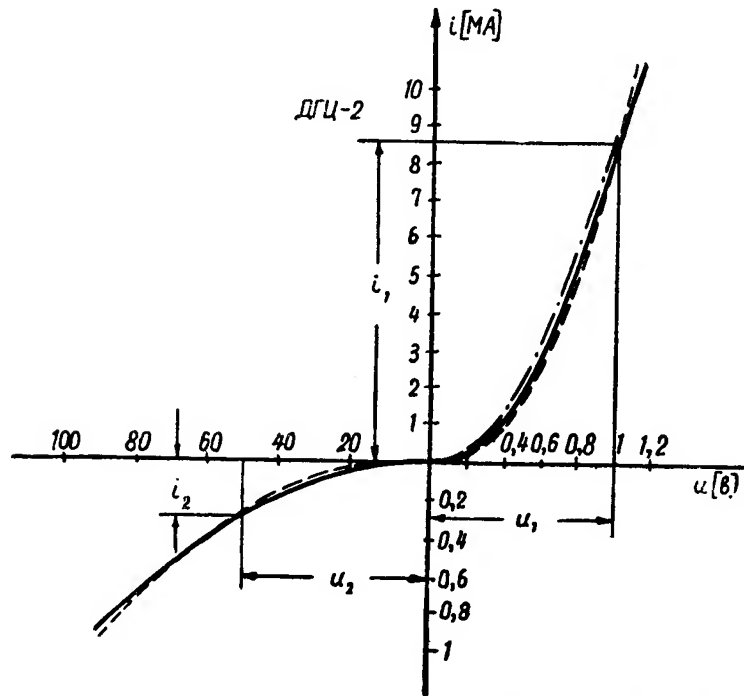


Рис. 2. Реальная статическая характеристика германиевого диода и аппроксимирующие параболы.

Коэффициенты a и b в выражении (1) определяются формулами:

$$a = \frac{i_1}{u_1^2}, \quad b = \frac{i_2}{u_2^2}, \quad (2)$$

где: i_1 и u_1 — координаты характеристики прямого тока в точке, где парабола $i = au^2$ будет совпадать с реальной характеристикой (рис. 2);

i_2 и u_2 — координаты характеристики обратного тока в точке, где парабола $i = -bu^2$ будет совпадать с реальной характеристикой (рис. 2).

Для современных германиевых диодов целесообразно выбирать u_1 , равным 1 в, а u_2 , равным $50 \div 30$ в.

Построенные таким образом параболы хорошо совпадают с реальными статическими характеристиками. На рис. 2 показана реальная статическая характеристика диода ДГЦ-2 (сплошная линия) и аппроксимирующие параболы (пунктир). Для определения коэффициента передачи κ_d такая аппроксимация дает достаточную точность.

Однако при определении входного сопротивления R_{ex} будут получаться неверные результаты при малых напряжениях, так как котангенс угла наклона касательной к статической характеристике в начале координат, определяющий входное сопротивление при весьма малом сигнале, для реальной характеристики — малая величина, а для аппроксимации (1) — бесконечность. Поэтому при определении входного сопротивления для малых амплитуд статическую характеристику следует аппроксимировать более точно.

Рассмотрим следующую аппроксимацию:

$$\begin{aligned} i &= cu + au^2 & \text{при} & \quad u \geq 0, \\ i &= -bu^2 & \text{при} & \quad u < 0. \end{aligned} \quad (3)$$

При этом, при уменьшении сигнала входное сопротивление будет стремиться к величине R_{ex0} :

$$R_{ex0} = 2 \cdot \frac{1}{c}. \quad (4)$$

С другой стороны, известно, что при малых напряжениях вольтамперная характеристика германиевого диода выражается экспонентой:

$$i = I_0(e^{\alpha u} - 1), \quad (5)$$

где: α — постоянный коэффициент, равный 40 в^{-1} при комнатной температуре;

I_0 — значение обратного тока на участке насыщения (обычно при обратном напряжении $10 \div 5$ в).

Касательная к вольтамперной характеристике в начале координат имеет следующее уравнение:

$$i = I_0 \cdot \alpha \cdot u.$$

А входное сопротивление детектора при нулевом сигнале, следовательно, будет равно:

$$R_{ex0} = \frac{1}{I_0 \alpha}. \quad (6)$$

Приравнявая выражения (6) и (4), получаем:

$$c = 2I_0 \alpha.$$

Коэффициенты a и b в выражении (3) для упрощения расчетов можно определять по-прежнему из соотношений (2).

На рис. 2 штрих-пунктиром показана парабола $i = cu + au^2$, аппроксимирующая прямой ток германиевого диода. Такая аппроксимация (выражение 3) дает достаточную точность при определении входного сопротивления детектора.

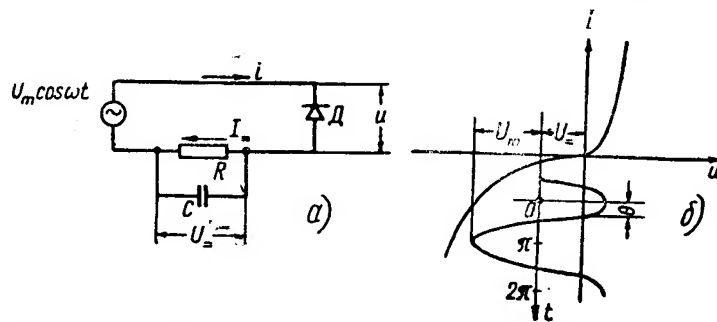


Рис. 3. а — схема детектора; б — диаграмма напряжений детектора в установившемся режиме.

Рассмотрим работу детектора, схема которого изображена на рис. 3-а. Диаграмма напряжений детектора в установившемся режиме, в том случае, если период высокой частоты сигнала намного меньше постоянной времени цепи нагрузки детектора, приведена на рис. 3-б.

1. Определим коэффициент передачи детектора κ_d :

$$\kappa_d = \left| \frac{U_z}{U_m} \right|, \quad (7)$$

где: U_z — постоянное напряжение на нагрузке детектора;
 U_m — амплитуда входного сигнала.

Из рис. 3-а и -б имеем:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{U_-}{U_m} &= -\frac{I_- R}{U_m} = \cos \Theta, \\ u &= U_- + U_m \cos \omega t, \\ U_- &= -U_m \cos \Theta, \\ u &= U_m (\cos \omega t - \cos \Theta), \\ i &= f(u). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Определим постоянную составляющую тока через детектор I_- :

$$I_- = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t. \quad (9)$$

Используя соотношения (9), (8) и (1), получаем:

$$\begin{aligned} I_- &= \frac{aU_m^2}{\pi} \int_0^\pi (\cos \omega t - \cos \Theta)^2 d\omega t - \\ &- \frac{bU_m^2}{\pi} \int_0^\pi (\cos \omega t - \cos \Theta)^2 d\omega t. \end{aligned}$$

В результате интегрирования и простых преобразований имеем:

$$\begin{aligned} I_- &= \frac{aU_m^2}{\pi} \left[\Theta - \frac{3}{4} \sin 2\Theta + \frac{1}{2} \cos 2\Theta \cdot \Theta - \right. \\ &\left. - \frac{b}{a} \left(\pi + \frac{1}{2} \cos 2\Theta \cdot \pi \right) \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Принимая во внимание, что

$$I_- = \frac{-U_-}{R} = \frac{U_m \cos \Theta}{R},$$

получаем после несложных преобразований:

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{a \cdot U_m \cdot R} &= \Theta \left(\frac{1}{\cos \Theta} + \frac{1}{2} \frac{\cos 2\Theta}{\cos \Theta} \right) - \frac{3}{2} \sin \Theta - \\ &- \frac{b}{a} \pi \left(\frac{1}{\cos \Theta} + \frac{1}{2} \frac{\cos 2\Theta}{\cos \Theta} \right). \end{aligned} \quad (11)$$

Выражение (11) можно записать так:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\pi}{a \cdot U_m \cdot R} &= P(\cos \Theta) - \frac{b}{a} Q(\cos \Theta), \\ \text{где } P(\cos \Theta) &= \Theta \left(\cos \Theta + \frac{1}{2 \cos \Theta} \right) - \frac{3}{2} \sin \Theta, \\ Q(\cos \Theta) &= \pi \left(\cos \Theta + \frac{1}{2 \cos \Theta} \right). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Пользуясь выражением (12), можно построить семейство кривых, дающих зависимость $\kappa_d = \cos \Theta$ от величины $\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi}$, для различных значений параметра $\frac{b}{a}$. Это семейство построено на рис. 4.

Таким образом, мы имеем в определенном масштабе зависимость коэффициента передачи детектора κ_d от амплитуды

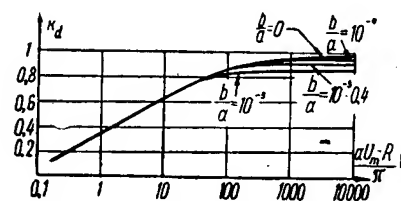


Рис. 4. Теоретическая зависимость коэффициента передачи κ_d от величины $\frac{a U_m R}{\pi}$.

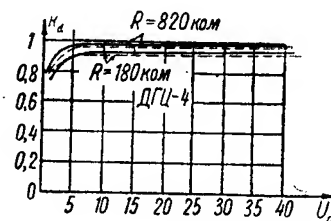


Рис. 5. Экспериментальная (сплошная линия) и расчетная (пунктирная линия) зависимости коэффициента передачи детектора κ_d от величины амплитуды сигнала U_m .

сигнала U_m и в определенном масштабе зависимость коэффициента передачи κ_d от величины сопротивления нагрузки детектора R .

На рис. 5 приведены зависимости коэффициента передачи детектора от амплитуды сигнала: расчетные кривые — пунктиром, а экспериментальные — сплошными линиями. Расчетные зависимости с достаточной точностью повторяют экспериментальные.

2. Определим входное сопротивление детектора $R_{вх}$:

$$R_{вх} = \frac{U_m}{I_1}, \quad (13)$$

где: U_m — амплитуда входного сигнала;
 I_1 — амплитуда 1-й гармоники тока, протекающего через детектор.

Найдем амплитуду 1-й гармоники тока:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos \omega t d\omega t. \quad (14)$$

Используя соотношения (8), (3) и рис. 3-б, получаем:

$$I_1 = \frac{2aU_m^2}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \omega t - \cos \Theta)^2 \cos \omega t d\omega t + \frac{2cU_m}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \omega t - \cos \Theta) \cos \omega t d\omega t - \frac{2bU_m^2}{\pi} \int_0^{\pi} (\cos \omega t - \cos \Theta)^2 \cos \omega t d\omega t.$$

В результате интегрирования и элементарных преобразований имеем:

$$I_1 = \frac{2aU_m^2}{\pi} \left(\sin \Theta - \frac{1}{3} \sin^3 \Theta - \Theta \cos \Theta \right) + \frac{2bU_m^2}{\pi} \cos \Theta \cdot \pi + \frac{cU_m}{\pi} \left(\Theta - \frac{1}{2} \sin 2\Theta \right).$$

Делим правую и левую части на U_m и, принимая во внимание соотношение (13), получаем:

$$\frac{1}{R_{ex}} = \frac{2aU_m}{\pi} \left(\sin \Theta - \frac{1}{3} \sin^3 \Theta - \Theta \cos \Theta \right) + \frac{2bU_m}{\pi} \cos \Theta \cdot \pi + \frac{c}{\pi} \left(\Theta - \frac{1}{2} \sin 2\Theta \right). \quad (15)$$

Выражение (15) можно записать так:

$$\frac{1}{R_{ex}} = \frac{2aU_m}{\pi} W(\cos \Theta) + V(\cos \Theta) \cdot c, \quad (16)$$

где

$$W(\cos \Theta) = \left(\sin \Theta - \frac{1}{3} \sin^3 \Theta - \Theta \cos \Theta \right) + \frac{b}{a} \cos \Theta \cdot \pi,$$

$$V(\cos \Theta) = \frac{\Theta - \frac{1}{2} \sin 2\Theta}{\pi}.$$

Умножим правую и левую части выражения (16) на R и получим:

$$\frac{R}{R_{ex}} = \frac{2aU_m \cdot R}{\pi} W(\cos \Theta) + V(\cos \Theta) \cdot c \cdot R. \quad (17)$$

Подставляя выражение (12) в формулу (17), имеем в общем виде:

$$\frac{R}{R_{ex}} = A(\cos \Theta) + c \cdot R \cdot V(\cos \Theta), \quad (18)$$

где

$$A(\cos \Theta) = \frac{2W(\cos \Theta)}{P(\cos \Theta) - \frac{b}{a} Q(\cos \Theta)}.$$

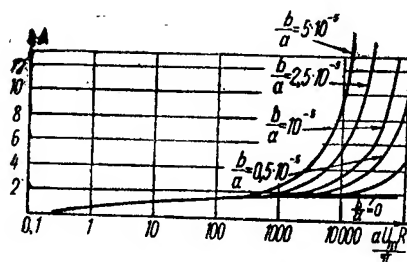


Рис. 6. Функция $A' \left(\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi} \right)$.

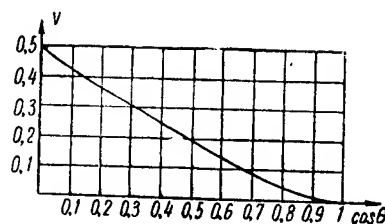


Рис. 7. Функция $V(\cos \Theta)$.

Так как $\cos \Theta$ является известной функцией от $\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi}$, то выражение (18) можно записать следующим образом:

$$\frac{R}{R_{ex}} = A' \left(\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi} \right) + c \cdot R \cdot V' \left(\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi} \right). \quad (19)$$

Функция $A' \left(\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi} \right)$ представляет собой семейство кривых с параметром $\frac{b}{a}$ (рис. 6).

Зависимость $V(\cos \Theta)$ изображена на рис. 7.

На рис. 8 приведены зависимости входного сопротивления от величины амплитуды сигнала: расчетные кривые—пунктиром, экспериментальные—сплошными линиями.

На основании приведенного анализа можно рекомендовать следующий порядок вычисления основных параметров германового детектора непрерывного сигнала:

1. Коэффициент передачи определяется по кривым рис. 4.

2. Входное сопротивление в общем виде определяется из выражения (18) или (19). Функции $A' \left(\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi} \right)$ и $V(\cos \Theta)$ определяются по кривым рис. 6 и 7 соответственно.

Если амплитуда сигнала U_m и нагрузочное сопротивление R достаточно велики, то в выражениях (18) и (19) второй член мал по сравнению с первым, и значение $\frac{R}{R_{ex}}$ полностью определяется функцией $A' \left(\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi} \right)$, то есть кривыми рис. 6.

В этом случае для $\frac{R}{R_{ex}}$ мы имеем готовые зависимости (в определенных масштабах), от амплитуды сигнала U_m и от величины сопротивления нагрузки детектора R , аналогичные зависимостям для коэффициента передачи K_d (рис. 4).

Кривые рис. 4 и 6 дают возможность не только определять параметры детектора, но и наглядную картину возможных изменений этих параметров при замене диода и при изменении амплитуды входного сигнала.

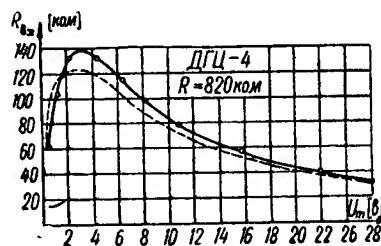


Рис. 8. Экспериментальная (сплошная линия) и расчетная (пунктирная линия) зависимости входного сопротивления детектора R_{ex} от величины амплитуды сигнала U_m .

Пиковое детектирование радиопульсов

По вопросу пикового детектирования радиопульсов германиевыми диодами нет опубликованных работ. При пиковом детектировании радиопульсов, как и при детектировании непрерывного сигнала, основными параметрами являются коэффициент передачи и входное сопротивление.

Схема пикового детектора радиопульса аналогична схеме детектора непрерывного сигнала (рис. 3-а). Диаграмма напряжений и токов пикового детектора приведена на рис. 9 (для установившегося режима) для случая, когда постоянная времени нагрузки RC достаточно велика по сравнению с периодом повторения импульсов T .

Представим статическую характеристику германиевого диода двумя прямыми (рис. 1-а) и заменим диод D параллель-

ным соединением диода D_1 и сопротивления $R_{iобр}$. Для этого случая эквивалентная схема пикового детектора изображена на рис. 10. Для постоянной слагающей тока детектора сопротивление $R_{iобр}$ включено параллельно сопротивлению нагрузки детектора R , так как обычно для постоянного тока внутреннее сопротивление источника сигнала равно нулю.

Поэтому влияние $R_{iобр}$ сводится к уменьшению сопротивления нагрузки детектора до величины R' :

$$R' = \frac{R \cdot R_{iобр}}{R + R_{iобр}}. \quad (20)$$

Для токов высокой частоты сопротивление нагрузки детектора представляет собой короткое замыкание, и, следовательно, сопротивление $R_{iобр}$ включено параллельно входному сопротивлению детектора $D_1 R_{ex1}$. Отсюда полное входное сопротивление германиевого детектора будет равно:

$$R_{exn} = \frac{R_{ex1} \cdot R_{iобр}}{R_{ex1} + R_{iобр}}. \quad (21)$$

Таким образом, параметры пикового германиевого детектора можно определять по формулам, выведенным для диода, имеющего линейно-ломаную характеристику [1] с учетом выражений (20) и (21).

Представим статическую характеристику германиевого диода параболлами [см. выражения (1) и (3)] аналогично тому, как это было сделано для непрерывного сигнала.

Определим коэффициент передачи $\kappa_{дп}$ и входное сопротивление R_{exn} . Для определения коэффициента передачи найдем выражение для постоянной слагающей тока детектора I_{-n} .

На основании выражений (1), (9) и рис. 9 можно записать:

$$I_{-n} = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T} i(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega \tau} i(\omega t) d\omega t - \frac{1}{\omega T} \int_{\omega \tau}^{\omega T} b U_m^2 d\omega t,$$

так как $T = Q\tau$ (где Q — скважность) и $U_m = -U_m \cos \theta_n$,

то

$$I_{-n} = \frac{1}{Q} \frac{1}{\omega\tau} \int_0^{\omega\tau} i(\omega t) d\omega t - b (U_m \cos \Theta_n)^2 \frac{T-\tau}{T}.$$

Выражение $\frac{1}{\omega\tau} \int_0^{\omega\tau} i(\omega t) d\omega t$ есть постоянная составляющая тока I_- при детектировании непрерывного сигнала (выражение 10).

Следовательно, допуская, что $\frac{T-\tau}{T} \approx 1$, имеем:

$$I_{-n} = \frac{1}{Q} I_- - b (U_m \cos \Theta_n)^2. \quad (22)$$

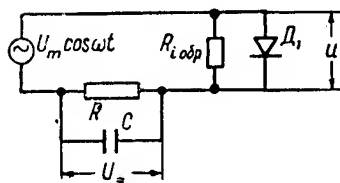


Рис. 10. Эквивалентная схема пикового детектора.

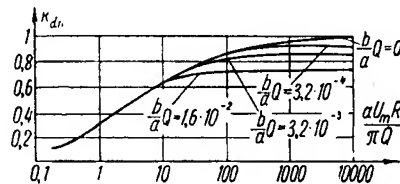


Рис. 11. Теоретическая зависимость коэффициента передачи пикового детектора κ_{dn} от величины $\frac{aU_m R}{\pi Q}$.

Подставляя в последнее равенство (22) выражение (10) после преобразований получаем:

$$\frac{\pi \cdot Q}{R \cdot U_m \cdot a} = P(\cos \Theta_n) - \frac{b}{a} \left(\pi \cos \Theta_n + \frac{\pi}{2 \cos \Theta_n} + \pi \cos \Theta_n \cdot Q \right).$$

При $\cos \Theta > 0,2$ имеем:

$$\frac{\pi \cdot Q}{R \cdot U_m \cdot a} = P(\cos \Theta_n) - \frac{b}{a} \pi \cdot Q \cdot \cos \Theta_n. \quad (23)$$

Зависимость коэффициента передачи $\kappa_{dn} = \cos \Theta_n$ от $\frac{R \cdot U_m \cdot a}{\pi \cdot Q}$, построенная согласно выражению (23), изображена на рис. 11 семейством кривых с параметром

$$Q \cdot \frac{b}{a}.$$

Входное сопротивление пикового детектора радиоимпульсов имеет смысл лишь для тех интервалов времени, в течение которых действует входной сигнал. Поэтому для определения входного сопротивления детектора $R_{вхн}$ следует пользоваться

тем же выражением, что и для непрерывного сигнала, то есть выражением (17):

$$\frac{R}{R_{ex n}} = \frac{2a U_m R}{\pi} W(\cos \Theta_n) + V(\cos \Theta_n) \cdot c \cdot R.$$

Поделим правую и левую части соотношения (17) на Q и получим:

$$\frac{R}{Q R_{ex n}} = \frac{2a U_m R}{Q \cdot \pi} W(\cos \Theta_n) + V(\cos \Theta_n) \frac{c \cdot R}{Q}. \quad (24)$$

Подставляя выражение (23) в формулу (24), получим в общем виде:

$$\frac{R}{Q R_{ex}} = A_n(\cos \Theta_n) + c \cdot \frac{R}{Q} \cdot V(\cos \Theta_n), \quad (25)$$

где

$$A_n(\cos \Theta_n) = \frac{2 W(\cos \Theta_n)}{P(\cos \Theta_n) - \frac{b}{a} \pi \cdot Q \cdot \cos \Theta_n}.$$

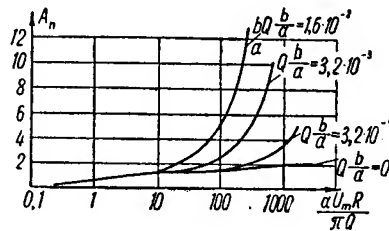


Рис. 12. Функция $A_n \left(\frac{a U_m R}{\pi Q} \right)$.

Так как $\cos \Theta_n$ является известной функцией от $\frac{a \cdot U_m \cdot R}{\pi \cdot Q}$ (формула 23), то выражение (25) можно записать следующим образом:

$$\frac{R}{Q \cdot R_{ex}} = A'_n \left(\frac{a U_m \cdot R}{\pi \cdot Q} \right) + c \cdot \frac{R}{Q} \cdot V' \left(\frac{a U_m \cdot R}{Q \cdot \pi} \right). \quad (26)$$

График функции $A'_n \left(\frac{a U_m \cdot R}{\pi \cdot Q} \right)$ представляет собой семейство кривых с параметром $\frac{b}{a} \cdot Q$ (рис. 12). Выражения для определения коэффициента передачи κ_{an} (23) и входного со-

противления $R_{вхл}$ (25) аналогичны соответствующим выражениям для непрерывного сигнала (12) и (19).

Следовательно, можно рекомендовать аналогичный порядок расчета.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. С. Гуткин, Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, Госэнергоиздат, 1953.
 2. Proceedings the JRE, Германиевый диод в качестве второго детектора, № 5, 1953.
-

ДВУХКВАРЦЕВАЯ СХЕМА ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОМПЕНСАЦИИ

Канд. техн. наук доц. А. Л. Зиновьев.

Введение

Вопрос стабилизации частоты при конструировании генераторов, в частности кварцевых, имеет первостепенное значение. Несмотря на высокую фиксирующую способность, обусловленную добротными свойствами резонатора, а также малый температурный коэффициент частоты (ТКЧ), необходимая в ряде случаев точность поддержания частоты не может быть достигнута простыми инженерными средствами. В подавляющем большинстве случаев прецизионирование частоты колебаний кварцевого автогенератора достигается дорогостоящим выполнением особых срезов, а также проведением достаточно высокой температурной стабилизации. Эти пути апробированы теорией и практикой и сомнений не вызывают. Однако в целом ряде практических случаев не представляется возможным применять громоздкие и дорогостоящие устройства.

Одним из инженерных ухищрений, позволяющих значительно снизить температурную нестабильность, является компенсация. Поскольку кварцевый резонатор с электрической точки зрения является высокодобротным элементом, слабо связанным со схемой, осуществлять температурную компенсацию его резонансной частоты (имеется в виду последовательный резонанс) целесообразно с помощью аналогичного резонатора, имеющего противоположный, по сравнению с первым, знак ТКЧ. Эти оба резонатора, будучи помещены в одинаковые (пусть даже в некоторых пределах меняющиеся) температурные условия и будучи связаны со схемой автогенератора, могут при определенных соотношениях параметров оставлять частоту автоколебаний неизменной. Естественно, что идентичность температурных условий резонаторов может быть достигнута более просто, чем высокая стабильность их абсолютной температуры.

Выбор схемы автогенератора не является принципиальной стороной вопроса, рассматриваемого в данной статье. Поскольку, однако, целью анализа является выявление условий получения высокой стабильности частоты, то рассмотрение ведется на примере мостовой схемы, так как именно в этой схеме частотная нестабильность в отношении причин, не связанных с непосредственным воздействием на кварц, теоретически может быть сведена к любому минимуму.

А н а л и з

Исследование мостовых схем автогенераторов, в частности кварцевых, подробно дано в ряде работ советских и зарубежных авторов [1,3]. Отметим, однако, что любая схема автогенератора, в том числе и мостовая, принципиально может быть представлена, как указано на рис. 1. Здесь \bar{N} — усилитель с комплексным коэффициентом усиления $\bar{N} = N \cdot e^{j\varphi}$, $\bar{\alpha}$ — цепь обратной связи, обеспечивающая коэффициент связи $\bar{\alpha} = \alpha \cdot e^{j\psi}$.

В мостовых схемах автогенераторов, как известно, используется для обеспечения обратной связи балансное включение двух цепей: положительной и отрицательной. Инерционная нелинейность одного из элементов моста (термосопротивления) в установившемся режиме дает результирующую связь:

$$\bar{\alpha} = \frac{1}{\bar{N}}.$$

Усилитель при этом работает в линейном режиме.

Для температурной компенсации кварцев, которая может быть названа взаимной, так как резонаторы оказываются равноправными, могут быть применены два симметричных моста (рис. 2) с парой общих плеч (R_5 и R_6). Для простоты рассматривается схема без трансформаторов, а поэтому требующая парафазного выхода усилителя. На ветви моста, содержащие кварцы, подаются одинаковые по амплитуде и фазе напряжения $+U_1$, на ветвь, содержащую термосопротивление R_5 , подается противоположное по фазе напряжение $-U_1^*$. При крайнем левом положении движка делителя d работает левая

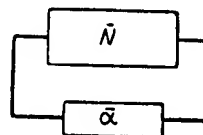


Рис. 1. Принципиальная схема автогенератора.

* Амплитуды напряжений на ветвях моста могут отличаться, однако принципиальная картина при этом не изменится.

половина мостовой схемы, и колебания управляются резонатором Z_1 . При правом положении движка колебаниями в схеме управляет резонатор Z_2 . Роль термосопротивления здесь

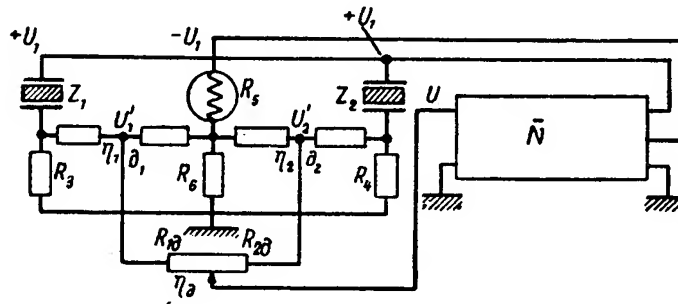


Рис. 2. Автогенератор с симметричной мостовой цепью обратной связи в режиме температурной компенсации.

аналогична функциям последнего обычной мостовой схемы. Как указывалось, кварцы выбираются так, что их ТКЧ имеют противоположные знаки.

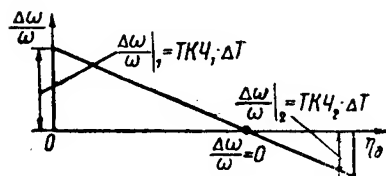


Рис. 3. Зависимость температурной нестабильности частоты автогенератора от положения точки съема напряжения обратной связи делителя.

Если оба резонатора поместить в одинаковые температурные условия, то под влиянием небольших изменений ΔT абсолютной температуры резонансные частоты кварцев сместятся в противоположные стороны (рис. 3). На рис. 3 по оси абсцисс отложена величина

$$\eta_0 = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{20}} = \frac{R_{10}}{R_0}.$$

Если $TKЧ_{1,2}$ не зависят от ΔT , то

может быть найдена такая точка $0 < \eta_0 < 1$ на делителе R_0 , где частота автоколебаний, определяемая частотами кварцев, не зависит от температуры. ТКЧ генерации в этой точке равен нулю.

Найдем выражение для величины обратной связи, осуществляемой через сложный мост (рис. 2). Мы будем считать для простоты записи, что:

$$\frac{R_1}{R_3} \approx \frac{R_2}{R_4} \approx \frac{R_5}{R_6}, \quad (1)$$

где \dot{R}_1 и \dot{R}_2 —активные составляющие импедансов кварцевых резонаторов.

Допущение (1) не приводит к каким-либо принципиальным ограничениям. В силу (1), а также при равенстве напряжений на ветвях моста будут иметь место следующие соотношения:

$$\eta_1 \simeq 1 - \eta_1 \simeq \frac{1}{2}; \quad \eta_2 \simeq 1 - \eta_2 \simeq \frac{1}{2},$$

где η_1 и η_2 — соответствующие коэффициенты деления промежуточных делителей (рис. 2).

С учетом того, что вблизи последовательного резонанса цепь кварца, обладающего сопротивлением потерь R_1 , имеет импеданс

$$Z_1 = R_1 (1 + j\xi_1),$$

где:

$$\xi_1 = Q_1 \frac{2(\omega - \omega_1)}{\omega_1}, \quad (2)$$

коэффициент деления ветви, содержащей кварц, представляется таким образом:

$$\frac{R_3}{Z_1 + R_3} = \frac{R_3}{R_1 (1 + j\xi_1) + R_3}. \quad (3)$$

Выражение (3) может быть переписано в другом виде:

$$\frac{R_3}{Z_1 + R_3} = \frac{R_3}{(R_1 + R_3)(1 + j\xi'_1)}, \quad (4)$$

где:

$$\xi'_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_3} \xi_1. \quad (5)$$

Напряжение на средней точке левой половины моста

$$U'_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{R_3}{(R_1 + R_3)(1 + j\xi'_1)} - \frac{R_6}{R_5 + R_6} \right]. \quad (6)$$

Аналогично с (6) можно вычислить напряжение средней точки правой части моста:

$$U'_2 = \frac{1}{2} U_1 \left[\frac{R_4}{(R_2 + R_4)(1 + j\xi'_2)} - \frac{R_6}{R_5 + R_6} \right], \quad (7)$$

где:

$$\xi'_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_4} \xi_2. \quad (8)$$

Напряжение на выходе моста, снимаемое с делителя ∂ , равно:

$$U = \eta_{\partial} U'_2 + (1 - \eta_{\partial}) U'_1. \quad (9)$$

Если обозначить

$$(1 - \eta_{\partial}) \frac{R_3}{R_1 + R_3} = a_1, \quad \eta_{\partial} \frac{R_4}{R_2 + R_4} = a_2, \quad \frac{R_6}{R_5 + R_6} = a_3,$$

то выражение для коэффициента обратной связи примет следующую форму:

$$\bar{\alpha} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{a_1}{1 + j\xi'_1} + \frac{a_2}{1 + j\xi'_2} - a_3 \right\},$$

или

$$\bar{\alpha} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{a_1 (1 - j\xi'_1)}{1 + \xi_1'^2} + \frac{a_2 (1 - j\xi'_2)}{1 + \xi_2'^2} - a_3 \right\}. \quad (10)$$

В данной схеме фаза $\bar{\alpha}$ и, следовательно, частота колебаний определяется двумя кварцами. Нетрудно также видеть, что автоматическое регулирование амплитуды автоколебаний определяется переменным членом a_3 , зависящим от величины термосопротивления R_5 .

Чтобы управление частотой происходило обоими кварцами при достаточно высокой фиксирующей способности моста, а не одним, расстройка между ними, обусловленная неточностью начальной установки, а также температурным дрейфом не должна быть больше некоторой величины. В противном случае падает фиксирующая способность моста, а при больших расстройках делается невозможной компенсация ТКЧ.

Оценим допустимую величину взаимной расстройки кварцев. Известно, что мостовые схемы обладают высокой фиксирующей способностью при малых расстройках частоты генерации относительно резонанса кварца. Для этого требуется, чтобы аргумент коэффициента усиления ϕ , при котором выполняются условия возбуждения, был бы близок к $n\pi$, где n — любое целое число, а элементы моста, кроме резонаторов, не вносили бы фазовых сдвигов (либо элементы моста и усилитель вносили бы взаимно исключаяющие фазовые сдвиги).

Таким образом, для оценки достаточно воспользоваться одной лишь мнимой частью выражения (10), которая в указанных условиях и определяет аргумент $\bar{\alpha}$.

ξ_1' и ξ_2' — это обобщенные расстройки первого и второго резонаторов относительно частоты генерации с учетом сопро-

тивлений плеч моста, включенных последовательно с кварцами. Обозначим мнимую часть $\bar{\alpha}$ через M , тогда из (10) вытекает, что:

$$M = \frac{1}{2} \left(-\frac{a_1 \xi_1'}{1 + \xi_1'^2} - \frac{a_2 \xi_2'}{1 + \xi_2'^2} \right). \quad (11)$$

В скобках выражения M —подобные функции, вид которых указан на рис. 4. Из-за расстройки между кварцами кривые смещаются друг относительно друга в противоположные стороны

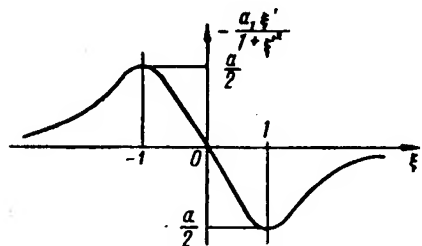


Рис. 4. Зависимость одной из компонент мнимой части коэффициента обратной связи от обобщенной расстройки.

(рис. 5-а). Смещение это будет функцией температуры резонаторов. Генерируемая частота, находящаяся между точками последовательного резонанса кварцев, должна оставаться неизменной. При некоторой расстройке между кварцами (рис. 5-б) крутизна фазовой характеристики на частоте генерации, пропорциональная $\frac{dM}{d\omega}$ или $\frac{dM}{d\xi'}$, может резко упасть и даже стать равной нулю. Очевидно, что при этом утрачиваются фиксирующие свойства моста.

Однако генерация на частоте, соответствующей точке перегиба (на рис. 5-б), вообще говоря, возможна, так как для устойчивости частоты колебаний необходимо, чтобы вблизи частоты генерации ω_0 имело место условие $\left. \frac{d\gamma}{d\omega} \right|_{\omega_0} < 0$ (γ — аргумент коэффициента обратной связи $\bar{\alpha}$).

Поскольку в точке перегиба ω_0 имеет место $\frac{d\gamma}{d\omega} = 0$, то условием устойчивости частоты будет следующее:

при

$$\omega < \omega_0 \quad \gamma > 0,$$

при

$$\omega > \omega_0 \quad \gamma < 0.$$

В случае, если в усилителе имеются фазовые сдвиги, отличные от π на угол φ , то последнее условие примет следующий вид:

$$\text{при } \omega > \omega_0 \quad \varphi + \gamma < 0, \quad \text{при } \omega < \omega_0 \quad \varphi + \gamma > 0.$$

Рис. 5-в соответствует случаю еще больших расстроек между кварцами. Фазовая характеристика обратной связи, определяемая M , деформируется так, что генерация на частоте, лежащей в интервале между частотами последовательных ре-

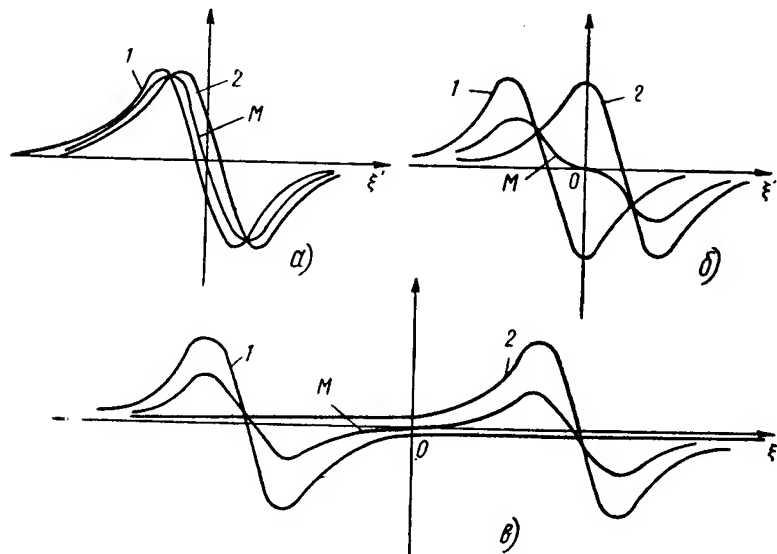


Рис. 5. Деформация зависимости мнимой части коэффициента обратной связи под действием расстройки между кварцами.

зонансов кварцев, оказывается невозможной (исключая те участки, которые непосредственно прилегают к резонансу и определяются полосой пропускания).

Из рассмотрения фазовой характеристики моста легко сделать вывод, что вблизи точки ω_0 ($\xi_{1,2} = 0$) имеет место $\frac{d\gamma}{d\omega} > 0$, что является признаком неустойчивости частоты.

Эта неустойчивость имеет место почти на всем интервале частот между ξ'_1 и ξ'_2 , где $\frac{d\gamma}{d\omega}$ (или $\frac{dM}{d\xi'}$) больше нуля. Генерация, возможная на частоте, близкой к резонансной одного из кварцев, где $\frac{dM}{d\xi'} < 0$. Обратная связь по одному из кварцев всегда несколько отлична от связи по другому. Это определяет амплитудные условия автоколебаний. Колебания всегда будут происходить с той частотой, на которой величина обратной связи больше. Второе возможное колебание с меньшей обратной связью при общем термосопротивлении подавляется. Данное положение иллюстрируется рис. 6.

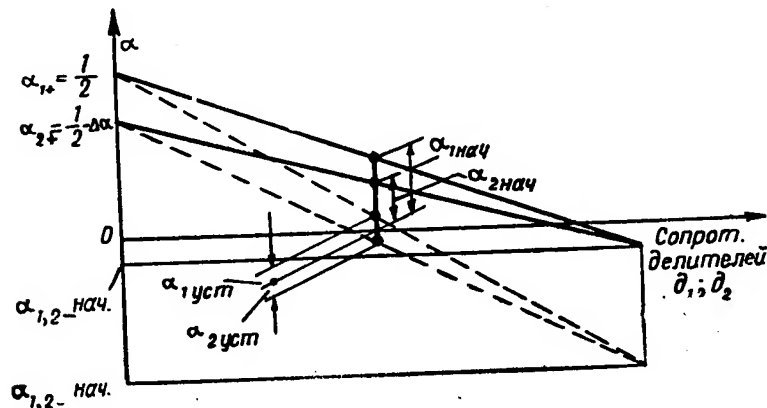


Рис. 6. Иллюстрация к амплитудным условиям существования автоколебаний.

На рис. 6 изображены относительные изменения напряжений вдоль делителей d_1 и d_2 (рис. 2). Пусть делители одинаковы, и съем напряжения обратной связи производится в идентичных точках, а отличие в величине обратной связи на одной и другой частотах происходит из-за неодинакового деления напряжения кварцевыми ветвями ($\alpha_{1+} = \frac{1}{2}$; $\alpha_{2+} = \frac{1}{2} - \Delta\alpha$). Величина отрицательной обратной связи, вводимой через ветвь термосопротивления, общая для обеих частот ($\alpha_{1,2-}$).

Допустим автогенератор включается. В первое время после включения, пока термосопротивление не прогреется (сплошные линии на рис. 6), отрицательная обратная

связь со стороны термосопротивления $\alpha_{1,2}$ мала, вследствие чего результирующие обратные связи α_1 и α_2 велики. Происходит возбуждение колебаний на обеих частотах ($N\alpha_1 > 1$; $N\alpha_2 > 1$). По мере прогрева термосопротивления $\alpha_{1,2}$ увеличивается, а α_1 и α_2 убывают до тех пор, пока имеет место $N\alpha_1 > 1$ и $N\alpha_2 > 1$. Но поскольку $N\alpha_1 > N\alpha_2$, то прогрев термосопротивления будет продолжаться и при $N\alpha_2 = 1$ за счет первого колебания, для которого еще удовлетворяется $N\alpha_1 > 1$ (пунктирные линии). Но поскольку $\alpha_2 < \alpha_1$, то амплитудные условия поддержания колебаний со второй частотой перестают удовлетворяться, так как $N\alpha_2 < 1$, то есть колебания со второй частотой подавляются.

Совершенно аналогичное произойдет, если заранее было возбуждено колебание лишь второй частоты, а первое отсутствовало. В этом случае также второе колебание будет неизбежно подавлено первым.

Таким образом, подавляется всегда то колебание, для которого α меньше, независимо от «истории» состояния системы, за счет уменьшения обратной связи, тогда как в нелинейных системах подавление обусловлено уменьшением средней крутизны и может зависеть от «истории» состояния системы.

Очевидно, что в случае больших расстройек между кварцами система компенсации ТКЧ работать не будет, так как контроль частоты производится одним кварцем без заметного влияния второго.

Итак, критерием недопустимой расстройки между кварцами служит равенство $\frac{dM}{d\omega} = 0$, где:

$$\frac{dM}{d\omega} = \frac{dM}{d\xi'} \cdot \frac{d\xi'}{d\omega}. \quad (12)$$

Из (2) следует, что:

$$\frac{d\xi'}{d\omega} = \frac{2Q'}{\omega_0} = \tau', \quad (13)$$

где, как известно, τ' — постоянная времени контура с добротностью Q' и резонансной частотой ω_0 .

Из (11) находим:

$$\frac{dM}{d\omega} = -\frac{1}{2} \left[a_1 \tau'_1 \frac{1 - \xi_1'^2}{(1 + \xi_1'^2)^2} + a_2 \tau'_2 \frac{1 - \xi_2'^2}{(1 + \xi_2'^2)^2} \right]. \quad (14)$$

Расстройка между кварцами

$$\xi'_{1,2} = \xi'_1 + \xi'_2. \quad (15)$$

Приравняв (14) к нулю и задавая ряд значений $\xi'_{1,2}$, принципиально можно при решении уравнения (14) найти то минимальное значение $\xi'_{1,2}$, а также соответствующие ему ξ'_1 и ξ'_2 при определенном $\frac{a_1\tau'_1}{a_2\tau'_2}$, при которых появляется корень уравнения $\frac{dM}{d\omega} = 0$ ω_1 , соответствующий точке перегиба кривой M (рис. 5-б).

Рис. 5-а соответствует малая расстройка $\xi'_{1,2}$ и четыре корня уравнения (14): $\omega_1 = 0$, ω_2 и ω_3 — соответствующие максимальному и минимальному значениям M , $\omega_4 = \infty$.

Рис. 5-б соответствует большая расстройка $\xi'_{1,2}$ и пять корней уравнения (14): ω_{1-4} и ω_5 , соответствующие точке перегиба. Наконец, при очень большой расстройке $\xi'_{1,2}$ (рис. 5-в) исчезает точка перегиба, но появляются один максимум и один минимум, то есть шесть корней уравнения (14). Решение уравнения (14) весьма громоздко. В частном случае, когда схема моста симметрична, то есть $a_1\tau'_1 = a_2\tau'_2$, $\xi'_1 = -\xi'_2 = \xi'$, значение критической расстройки ξ' находится просто. Уравнение (14) в этом случае приобретает вид:

$$2 \frac{1 - \xi'^2}{(1 + \xi'^2)^2} = 0, \quad (16)$$

откуда

$$\xi'_{\text{крит}} = \pm 1,$$

что соответствует $\frac{dM}{d\omega} = 0$ на средней частоте между резонансами кварцев.

Поскольку $\xi' = 1$ соответствует границе полосы пропускания резонатора, то вывод такой: в том случае, когда схема симметрична, допустимая расстройка должна быть много меньше (в 5—10 раз) ширины полосы пропускания. В заводских условиях резонаторы подгоняются по частоте с точностью порядка 10^{-5} . Если принять добротность Q' около $0,5 \cdot 10^5$, то обобщенная расстройка между кварцами получается:

$$\xi'_{1,2} = 2\xi' = 2 \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega} \cdot Q' \sim 2.$$

Естественно, что такие резонаторы нуждаются в электрической подстройке.

Нетрудно оценить допустимые пределы изменения температуры для симметричной схемы:

$$\xi' = Q' \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega} = 2Q' \cdot \text{ТКЧ} \cdot \Delta T,$$

откуда при $\xi'_{\text{доп}} \sim 0,1$, $Q' \sim (0,5 \div 1) \cdot 10^5$, $\text{ТКЧ} \sim 10^{-6}$, $\Delta T_{\text{доп}} \sim 0,5 \div 1$ град.

Обеспечить поддержание постоянства температуры кварцев с указанной точностью, естественно, не представляет сколько-нибудь существенных трудностей, даже при простейших средствах.

Итак, необходимо выдержать расстройку между резонаторами, существенно меньшую единицы.

При малых же расстройках между кварцами

$$M \simeq -\frac{1}{2} (a_1 \xi'_1 + a_2 \xi'_2), \quad (17)$$

что является упрощением формулы (11).

Чтобы происходила компенсация ТКЧ, следует потребовать $\frac{dM}{d\Delta T} = 0$, или, как следует из (17),

$$Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1 \cdot a_1 = Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2 \cdot a_2,$$

откуда:

$$\vartheta = \frac{a_2}{a_1} = -\frac{Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2}. \quad (18)$$

Если же

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{R_4}{R_2 + R_4},$$

в точке делителя ϑ , где происходит компенсация,

$$\frac{\gamma_{\vartheta}}{1 - \gamma_{\vartheta}} = -\frac{Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2},$$

откуда

$$\gamma_{\vartheta} = \frac{Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1 - Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2}. \quad (19)$$

Критерий допустимой расстройки между кварцами, выведенный на основании равенства $\frac{dM}{d\omega} = 0$, не является достаточно строгим для случая, когда кварцы существенно отличны по добротности и температурному коэффициенту частоты, то есть когда в выражении (18) правая часть не равна единице.

Отличие в параметрах приводит к тому, что слагаемые выражения для $M(11)$ становятся также отличными (как это указано на рис. 7). При этом допустимая расстройка между кварцами $\xi'_{1,2}$ будет меньше, чем в частном случае, когда параметры кварца одинаковы, или по крайней мере выполняется условие

$$\frac{\text{ТКЧ}_1 \cdot Q'_1}{\text{ТКЧ}_2 \cdot Q'_2} = 1.$$

В рассмотренном частном случае, если ТКЧ не зависит от температуры, компенсация M принципиально возможна в диа-

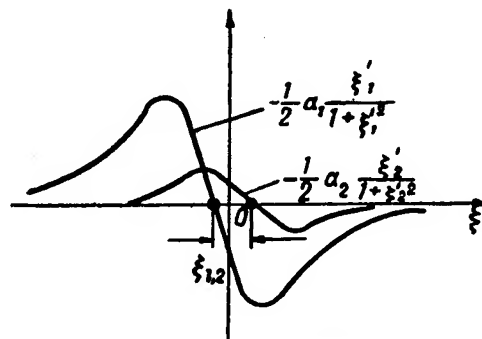


Рис. 7. Зависимость мнимых составляющих коэффициента обратной связи от обобщенной расстройки, когда параметры кварцев существенно отличаются.

пазоне температур [(18), (19)] в той мере, в какой ТКЧ не зависит от температуры.

Границы изменения температуры обуславливаются обстоятельствами вырождения фазовой характеристики и утраты фиксирующей способности на компенсированной частоте. Когда же кварцы отличны, отсутствие зависимости генерируемой частоты от температуры, то есть зависимости мнимой части $\alpha M(\Delta T)$, может быть обеспечено в бесконечно узком интервале температур. Во всех других точках, соответствующих температурному режиму, компенсация будет неполной, будет иметь место некоторый остаточный некомпенсированный ТКЧ схемы. В этом легко убедиться, если рассмотреть зависимость $M(\Delta T)$:

$$M = \frac{1}{2} \left(-\frac{a_1 \xi'_1}{1 + \xi'^2_1} - \frac{a_2 \xi'_2}{1 + \xi'^2_2} \right), \quad (11)$$

где

$$\xi'_1 = \xi'_{10} + 2Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1 \cdot \Delta T,$$

$$\xi'_2 = \xi'_{20} + 2Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2 \cdot \Delta T,$$

ξ'_{10} и ξ'_{20} — начальные расстройки.

Дифференцируя M по приращению температуры ΔT и приравнивая производную к нулю, получаем следующее равенство.

$$a_1 \frac{1 - \xi_1'^2}{(1 + \xi_1'^2)^2} \cdot Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1 + a_2 \frac{1 - \xi_2'^2}{(1 + \xi_2'^2)^2} \cdot Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2 = 0, \quad (20)$$

откуда следует, что:

$$\vartheta = \frac{a_2}{a_1} = - \frac{(1 - \xi_1'^2)(1 + \xi_2'^2)^2}{(1 - \xi_2'^2)(1 + \xi_1'^2)^2} \cdot \frac{Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2}. \quad (21)$$

Соотношение $\vartheta = \frac{a_1}{a_2}$ устанавливается в процессе предварительной регулировки моста генератора, например в конце прогрева термостата при небольшом остаточном выбеге температуры, с помощью делителя, связывающего кварцевые ветви. Однако видно, что правая часть выражения (21) не остается постоянной при температурном дрейфе, так как ξ'_1 и ξ'_2 суть различные функции температуры. В случае, когда $\xi'_1 = \xi'_2$, правая часть от температуры не зависит в той мере, в какой не зависит от нее ТКЧ кварцев (этот случай, как более простой, нами был рассмотрен в начале).

Таким образом, подходя с более строгим критерием к оценке допустимых пределов изменения температуры, мы приходим к выводу о необходимости несколько сужать интервал допустимых изменений, если кварцы отличаются по параметрам.

Повышение стабильности температуры, как мы видели, приводит к конструктивным усложнениям и поэтому нежелательно. Целесообразно в таком случае задаться величиной температурного дрейфа ΔT , сверх которого температурные изменения заведомо не будут иметь место при достаточной простоте термостатирующего устройства, и найти допустимый при заданном ΔT разброс параметров кварцев. Величина ΔT может определяться, например, точностью срабатывания простейшего терморегулятора. Что касается допустимого разброса параметров кварцев, то из достаточно большой партии всегда

можно попарно выбрать необходимые образцы, обладающие наименьшим разбросом. Естественно, что допуск в разбросе накладывает также определенное требование и на точность измерения параметров кварцев.

Задача определения допусков на разброс параметров кварцев может быть решена, в частности, следующим путем. Зная допустимую нестабильность частоты $\frac{\Delta\omega}{\omega_{доп}}$, можно оценить допустимое $\Delta\text{ТКЧ}$ фиксирующего элемента (двухкварцевого моста), происходящее под влиянием ухода температуры на ΔT :

$$\Delta\text{ТКЧ}_{доп} \simeq \frac{\Delta\omega}{\frac{\omega_{доп}}{\Delta T}}. \quad (22)$$

Далее полагаем, что при генерации $M \simeq 0$. Это может иметь место, как говорилось, когда аргумент φ коэффициента усиления \bar{N} весьма мал. Такое допущение не вносит неточности в анализ температурной стабильности, так как фиксирующая способность моста при малых изменениях температуры остается практически неизменной. В таком случае температурная стабильность частоты определяется исключительно параметрами моста.

Из уравнения $M = 0$ находится частота колебаний ω , которая при строгом выражении M через расстройки (11) будет нелинейной функцией параметров кварцев (их частот, зависящих от температуры и добротностей), а также коэффициента $\vartheta = \frac{a_2}{a_1}$, характеризующего установку делителя δ . Далее накладывается условие $\frac{d\omega}{dT} = 0$, из которого принципиально может быть найдено необходимое соотношение между ϑ и параметрами кварцев и моста. Но поскольку частота является нелинейной функцией температуры, то найденное ϑ соответствует компенсации лишь первой производной частоты (то есть постоянной составляющей ТКЧ моста), тогда как производные более высоких порядков остаются некомпенсированными. Взяв вторую производную $\frac{d^2\omega}{dT^2}$ и умножив ее на квадрат изменения температуры ΔT при значении ϑ , найденном из условия $\frac{d\omega}{dT} = 0$, можно получить искомые соотноше-

ния между параметрами кварцев, удовлетворяющие следующему неравенству:

$$\frac{\frac{d^2\omega}{d\Delta T^2} \cdot (\Delta T)^2}{\omega} < \frac{\Delta\omega}{\omega_{доп}}. \quad (23)$$

Этот метод отыскания допустимых разбросов между значениями параметров кварцев естественен, достаточно строг и прост в принципиальном отношении. Однако при практическом использовании данного метода выражение для частоты генерации получается в виде решения кубического уравнения типа:

$$\omega^3 - A\omega^2 + B\omega - C = 0, \quad (24)$$

где коэффициенты имеют следующие значения:

$$A = \frac{\omega_1^3 + 2\omega_1^2\omega_2 + 2\vartheta \cdot \Theta \omega_1 \cdot \omega_2^2 + \vartheta \cdot \Theta \cdot \omega_2^3}{\omega_1^2 + \vartheta \cdot \Theta \cdot \omega_2^2}, \quad (25)$$

$$B = \omega_1\omega_2 \frac{2\omega_1^2 + \omega_1\omega_2(1 + 2\Theta) - 2\omega_2^2}{\omega_1^2 + \vartheta \cdot \Theta \cdot \omega_2^2}, \quad (26)$$

$$C = \omega_1^2\omega_2^2 \frac{\omega_1 + \vartheta \cdot \Theta \cdot \omega_2}{\omega_1^2 + \vartheta \cdot \Theta \cdot \omega_2^2}, \quad (27)$$

$$\vartheta = \frac{a_2}{a_1}; \quad \Theta = \frac{Q_1'}{Q_2'}, \quad (28)$$

то есть являются сложными функциями температуры. Нахождение ω в явном виде затруднено. Что касается производных, то они могут быть найдены дифференцированием неявной функции. Пропуская очевидные операции, запишем сразу:

$$\frac{d\omega}{d\Delta T} = \frac{\frac{dA}{d\Delta T} \cdot \omega^2 + \frac{dB}{d\Delta T} \cdot \omega + \frac{dC}{d\Delta T}}{3\omega^2 - 2A\omega + B}. \quad (29)$$

Из (29) может быть получено соотношение для определения ϑ , необходимого для компенсации $\frac{d\omega}{d\Delta T}$:

$$\omega^2 \frac{dA}{d\Delta T} + \omega \frac{dB}{d\Delta T} + \frac{dC}{d\Delta T} = 0. \quad (30)$$

Решение уравнения (30) относительно ϑ может быть проведено лишь при ряде приближений. Значение $\frac{d^2\omega}{d\Delta T^2}$ на-

ходится из (29) и принимает, с учетом (30), следующий вид:

$$\frac{d^2\omega}{d\Delta T^2} = \frac{\omega^2 \frac{d^2A}{d\Delta T^2} + \omega \frac{d^2B}{d\Delta T^2} + \frac{d^2C}{d\Delta T^2}}{3\omega^2 - 2A\omega + B}. \quad (31)$$

Из выражений (23) и (31) может быть найдено искомое соотношение между параметрами кварцев, которое опять-таки получается сложным и трудноанализируемым. Поэтому мы предлагаем другой, практически менее громоздкий способ отыскания соотношений между параметрами кварцев.

Существо предлагаемого метода сводится к следующему. Нам известно соотношение, характеризующее компенсацию ТКЧ схемы (21). Но при фиксированной левой части равенство удовлетворяется лишь при одном значении температуры. При изменении температуры появляется несоответствие между правой и левой частями, что влечет за собой появление некомпенсированного ТКЧ схемы. Ответим на вопрос о том, как должно измениться отношение $\vartheta = \frac{a_1}{a_2}$, чтобы при изменении температуры на ΔT ТКЧ схемы вновь стал равен нулю. Очевидно, что искомое $\Delta\vartheta$ выразится следующим образом:

$$\Delta\vartheta = \frac{d\vartheta}{d\Delta T} \cdot \Delta T. \quad (32)$$

Уравнение для ϑ (21) целесообразно несколько упростить, удержав члены, в которых ξ' (следовательно и температура) содержится в степени, не выше второй. Пропуская элементарные преобразования, запишем (21) в упрощенном виде:

$$\vartheta = (1 - 3\xi_1'^2 + 3\xi_2'^2) \frac{Q_1' \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q_2' \cdot \text{ТКЧ}_2}. \quad (33)$$

Из уравнения (33) находится искомое приращение $\Delta\vartheta$, возвращающее схему в состояние компенсации ТКЧ:

$$\Delta\vartheta = 12(\Delta T)^2 \cdot (Q_1'^2 \cdot \text{ТКЧ}_1^2 - Q_2'^2 \cdot \text{ТКЧ}_2^2) \frac{Q_1' \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q_2' \cdot \text{ТКЧ}_2}. \quad (34)$$

Между прочим, из выражения (34), как частный случай, следует то, что нами было получено выше в предположении идентичности кварцев. Действительно, если

$$Q_1'^2 \cdot \text{ТКЧ}_1^2 = Q_2'^2 \cdot \text{ТКЧ}_2^2,$$

то $\Delta\vartheta = 0$, то есть ϑ не зависит от температуры.

В процессе предварительного регулирования может быть установлена некоторая величина ϑ , соответствующая состоянию компенсации. По мере дрейфа температуры состояние полной компенсации нарушается, что соответствует появлению некоторой величины $-\Delta\vartheta$, найденной по уравнению (34) и взятой с обратным знаком. Естественно, что регулировка ϑ во время работы автогенератора, и тем более при ответственных измерениях, невозможна. Поэтому параметры кварцев должны быть выбраны так, чтобы недостаток $-\Delta\vartheta$, имеющий место за счет дрейфа температуры после предварительной установки определенного ϑ в точке компенсации, не превосходил при заданном ΔT некоторого предельного значения, которое может быть найдено.

Действительно, приближенное значение ϑ компенсации можно найти в предположении, что:

$$M \simeq -\frac{1}{2} (a_1 \xi_1' + a_2 \xi_2'), \quad (35)$$

то есть является линейной функцией частот кварцев или температуры. Для нахождения ϑ следует отыскать частоту колебания двухкварцевого генератора и ее температурный коэффициент, как функцию температурных коэффициентов каждого из кварцев (ТКЧ₁ и ТКЧ₂), а также коэффициента ϑ . Приравнявая ТКЧ генерации нулю, можно найти требуемое значение ϑ .

Найдем выражение для частоты генерации. Исходным является как всегда условие возбуждения:

$$\bar{N}\bar{\alpha} = 1,$$

где

$$\bar{N} = N \cdot e^{j\varphi}, \quad \bar{\alpha} = \alpha \cdot e^{j\tau} = D + jM.$$

Значение D находится из уравнения (10).

В общем случае

$$D = \frac{1}{2} \left(\frac{a_1}{1 + \xi_1'^2} + \frac{a_2}{1 + \xi_2'^2} - a_3 \right). \quad (36)$$

Если при сделанном ранее допущении для $M \xi'^2 \ll 1$, то приближенно

$$D \simeq \frac{1}{2} (a_1 + a_2 - a_3). \quad (37)$$

Если $\frac{M}{D} \sim 0,1 \div 0,2$, что должно иметь место в правиль-

но спроектированном генераторе, то, не допуская существенной ошибки, можно записать, что:

$$\overline{\alpha} \simeq D \cdot e^{j \frac{M}{D}}.$$

Тогда условия возбуждения перепишутся в виде:

$$ND = 1, \quad \frac{M}{D} + \varphi = 0.$$

Используя выражение для M (35) и учитывая, что $D = \frac{1}{N}$, получим следующее уравнение:

$$\frac{1}{2} (a_1 \xi'_1 + a_2 \xi'_2) = \frac{\varphi}{N},$$

из которого может быть найдена частота генерации ω . Учитывая, что

$$\xi'_1 = 2Q'_1 \cdot \frac{\omega - \omega_1}{\omega_1} \quad \text{и} \quad \xi'_2 = 2Q'_2 \cdot \frac{\omega - \omega_2}{\omega_2}$$

и пропуская промежуточные очевидные преобразования, запишем в окончательном виде выражение частоты генерации для случая, когда $\varphi \neq 0$:

$$\begin{aligned} \omega = & (a_1 Q'_1 + a_2 Q'_2) \frac{\omega_1 \omega_2}{a_1 Q'_1 \omega_2 + a_2 Q'_2 \omega_1} + \\ & + \frac{\omega_1 \omega_2}{a_1 Q'_1 \omega_2 + a_2 Q'_2 \omega_1} \cdot \frac{\varphi}{N}. \end{aligned} \quad (38)$$

Выражение для частоты (38) будет справедливым в узком интервале расстроек кварцев друг относительно друга, то есть когда $\xi'^2 \ll 1$ и M является линейной функцией частоты.

Неравенство $\xi'^2 \ll 1$ автоматически соблюдается, когда на схему накладывается условие неизменности ТКЧ при дрейфе температуры, или даже менее жесткое условие—сохранение фиксирующей способности моста при расстройках кварцев, обусловленных также влиянием температуры.

Уравнение для ω (38) состоит из двух частей. Первая часть определяется параметрами кварцев и элементов, связывающих кварцы в мост. Эта часть не зависит от параметров тракта усиления. Второе слагаемое в выражении для ω , как нетрудно видеть, в силу наличия множителя $\frac{\varphi}{N}$ и отсутствия $(a_1 Q'_2 + a_2 Q'_1)$ исчезающе мало по сравнению с первым. Но поскольку в это слагаемое входят параметры тракта усилителя (φ и N), то именно оно определяет собой стабильность частоты генерации по отношению к изменениям этих параметров.

Фиксирующая способность двухкварцевого моста, определяемая как $\omega \frac{d\varphi}{d\omega}$, выразится следующим образом:

$$\omega_1 \frac{d\varphi}{d\omega} = - \frac{a_1 Q'_1 \cdot \omega_2 + a_2 Q'_2 \cdot \omega_1}{\omega_2} \cdot N. \quad (39)$$

(поскольку ω_1 и ω_2 весьма близки).

Температурная стабильность частоты по только что приведенным соображениям будет определяться стабильностью первого слагаемого по отношению к температуре. Найдем $\text{ТКЧ} = \frac{d\omega}{d\Delta T} \cdot \frac{1}{\omega}$, учитывая, что ω_1 и ω_2 зависят от температуры через ТКЧ_1 и ТКЧ_2

$$\frac{d\omega}{d\Delta T} = \omega_1 \omega_2 (a_1 Q'_1 + a_2 Q'_2) \frac{a_1 Q'_1 \omega_2 \text{ТКЧ}_1 + a_2 Q'_2 \omega_1 \text{ТКЧ}_2}{(a_1 Q'_1 \omega_2 + a_2 Q'_2 \omega_1)^2}. \quad (40)$$

Частоты ω , ω_1 и ω_2 весьма мало отличны одна от другой.

Принимая $\omega_1 \cong \omega_2 \cong \omega$ и пропуская алгебраические выкладки, запишем окончательно выражение для ТКЧ генерации:

$$\text{ТКЧ} = \frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{d\Delta T} = \frac{\text{ТКЧ}_1 \cdot Q'_1 + \vartheta \cdot \text{ТКЧ}_2 \cdot Q'_2}{Q'_1 + \vartheta \cdot Q'_2}, \quad (41)$$

где

$$\vartheta = \frac{a_2}{a_1}.$$

В частности, $\text{ТКЧ} = 0$, если

$$\vartheta = - \frac{Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2}. \quad (42)$$

Предельное значение ТКЧ генерации $\Delta \text{ТКЧ}_{\text{дон}}$ нам известно (22). Поэтому из выражения (41) может быть найдена допустимая неточность установки $\vartheta \rightarrow \Delta \vartheta$:

$$\Delta \text{ТКЧ} = \frac{d}{d\vartheta} \text{ТКЧ} \cdot \Delta \vartheta, \quad (43)$$

откуда:

$$\Delta \vartheta_{\text{дон}} = \frac{\Delta \text{ТКЧ}_{\text{дон}}}{\frac{d}{d\vartheta} \text{ТКЧ}}. \quad (44)$$

Из (41) найдем $\frac{d}{d\vartheta}$ ТКЧ:

$$\frac{d}{d\vartheta} \text{ТКЧ} = \frac{Q'_1 \cdot Q'_2 (\text{ТКЧ}_2 - \text{ТКЧ}_1)}{(Q'_1 + \vartheta \cdot Q'_2)^2}. \quad (45)$$

Из формулы (45), как и следовало ожидать, вытекает, что $\frac{d}{d\vartheta} \text{ТКЧ} = 0$, то есть ТКЧ генерации перестает зависеть от ϑ , если $\text{ТКЧ}_2 = \text{ТКЧ}_1$. В этом случае перемещение движка делителя от одного кварца к другому не вызывает изменения ТКЧ генерации, то есть компенсация ТКЧ оказывается невозможной. ТКЧ_{1,2} кварцев для цели компенсации должны быть противоположными по знаку, о чем, в частности, говорит и соотношение (42), где ϑ всегда больше нуля.

Для точки компенсации ТКЧ, где:

$$\vartheta = - \frac{Q'_1 \cdot \text{ТКЧ}_1}{Q'_2 \cdot \text{ТКЧ}_2},$$

$$\frac{d}{d\vartheta} \text{ТКЧ} = \frac{Q'_2}{Q'_1} \cdot \frac{\text{ТКЧ}_2^2}{\text{ТКЧ}_2 - \text{ТКЧ}_1}, \quad (46)$$

$$\Delta \text{ТКЧ} \approx \frac{Q'_2}{Q'_1} \cdot \frac{\text{ТКЧ}_2^2}{\text{ТКЧ}_2 - \text{ТКЧ}_1} \cdot \Delta \vartheta. \quad (47)$$

Из (47) вытекает, что:

$$\Delta \vartheta_{\text{дон}} = \frac{\Delta \text{ТКЧ}_{\text{дон}}}{\frac{Q'_2}{Q'_1} \cdot \frac{\text{ТКЧ}_2^2}{\text{ТКЧ}_2 - \text{ТКЧ}_1}}. \quad (48)$$

Таким способом мы получили допустимое значение не-точности установки делителя, определяющей остаточный ТКЧ генерации. С другой стороны, нам известно, что под влиянием температуры с учетом членов высшего порядка в выражении для M требуемое для компенсации значение ϑ меняет свою величину, то есть имеет место при росте ΔT недостаток ϑ ($-\Delta \vartheta$). Ввиду того, что безразлично, по каким причинам имеет место $\Delta \vartheta$ в схеме (либо благодаря неточности начальной установки, либо за счет дрейфа температуры), можно утверждать, что в результате дрейфа T , то есть появления $-\Delta \vartheta$, получающийся $\Delta \text{ТКЧ}$ будет такой же величины, как если бы по каким-либо причинам имело место остаточное $\Delta \vartheta$ в случае линейной интерпретации M . Теперь достаточно прирав-

нять (34) и (48) и учесть отрицательный знак при $\Delta\theta$, после чего получаем уравнение, определяющее соотношение между параметрами кварцев:

$$\Delta \text{ТКЧ}_{\text{дон}} \frac{\text{ТКЧ}_1 - \text{ТКЧ}_2}{\text{ТКЧ}_2} = 12 (\Delta T)^2 (Q_1'^2 \cdot \text{ТКЧ}_1^2 - Q_2'^2 \cdot \text{ТКЧ}_2^2) \cdot \text{ТКЧ}_1. \quad (49)$$

Поскольку $\Delta \text{ТКЧ}_{\text{дон}}$ также является функцией температурной неустойчивости ΔT (22), то выражение (49) целесообразно преобразовать, учтя, что

$$\Delta \text{ТКЧ}_{\text{дон}} = \frac{\Delta \omega}{\frac{\omega_{\text{дон}}}{\Delta T}},$$

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_{\text{дон}}} = 12 \frac{\text{ТКЧ}_1 \cdot \text{ТКЧ}_2}{\text{ТКЧ}_1 - \text{ТКЧ}_2} (Q_1'^2 \cdot \text{ТКЧ}_1^2 - Q_2'^2 \cdot \text{ТКЧ}_2^2) (\Delta T)^3. \quad (50)$$

Уравнение (50) так же, как и (49) не является окончательным и нуждается в некотором уточнении. Действительно, частота колебаний ω (либо $\frac{\Delta \omega}{\omega}$) является кубической функцией приращения температуры ΔT (50). Причем эта зависимость получена умножением коэффициента:

$$12 \frac{\text{ТКЧ}_1 \cdot \text{ТКЧ}_2}{\text{ТКЧ}_1 - \text{ТКЧ}_2} \cdot (Q_1'^2 \cdot \text{ТКЧ}_1^2 - Q_2'^2 \cdot \text{ТКЧ}_2^2) \cdot (\Delta T)^3,$$

который подлежал отысканию, на приращение температуры ΔT .

Таким образом, указанный выше коэффициент можно и следует рассматривать как первую производную от относительной неустойчивости частоты по температуре

$$\frac{d}{d\Delta T} \left(\frac{\Delta \omega}{\omega} \right).$$

Как известно, умножение первой производной параболы n степени на аргумент дает в n раз больше значение функции по сравнению с истинным (параболой). Действительно, если $\Delta y = (\Delta x)^n$, то значение функции, найденное через первую производную, следующее:

$$\Delta y = \frac{d\Delta y}{d\Delta x} \cdot \Delta x = n (\Delta x)^{n-1} \cdot \Delta x = n (\Delta x)^n.$$

Поскольку в нашем случае мы имеем дело с кубической параболой, то для получения более точного, незавышенного ответа, правую часть уравнения (50) следует разделить на 3.

Таким образом, уточненное выражение должно быть записано в следующем виде:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_{доп}} > 4 \frac{TKЧ_1 \cdot TKЧ_2}{TKЧ_1 - TKЧ_2} \cdot (Q_1'^2 \cdot TKЧ_1^2 - Q_2'^2 \cdot TKЧ_2^2) \cdot (\Delta T)^3. \quad (51)$$

Опять-таки в частном случае, когда $Q_1'^2 \cdot TKЧ_1^2 - Q_2'^2 \cdot TKЧ_2^2 \times TKЧ_2^2 = 0$, то есть если $|Q_1' \cdot TKЧ_1| = |Q_2' \cdot TKЧ_2|$, ТКЧ не зависит от приращения температуры и равен нулю (при этом $\vartheta = 1$). Вообще говоря, приведенные добротности Q_1' и Q_2' всегда могут быть искусственно изменены в сторону уменьшения, поэтому данный частный случай в какой-то мере может иметь место в действительности.

В другом частном случае, когда $Q_1' = Q_2' = Q'$, выражение (51) приобретает совершенно простой вид:

$$4Q'^2 \cdot TKЧ_1 \cdot TKЧ_2 (TKЧ_1 + TKЧ_2) (\Delta T)^3 < \frac{\Delta\omega}{\omega_{доп}}. \quad (52)$$

Из (52) видно, что данное неравенство легко удовлетворяется, когда $|TKЧ_1| \approx |TKЧ_2|$. Приведенные выражения для ТКЧ_{1,2} и могут являться расчетными (либо контрольными) при попарной компоновке кварцев путем отбора их из достаточно большой партии.

Посмотрим на численном примере, какое ориентировочное значение должны иметь параметры кварцев, чтобы неравенство (52) удовлетворялось. Примем добротность кварца $Q_k \sim 10^6$, тогда в случае приблизительно равноплечего моста $Q' \sim 0,5 \cdot 10^6$. Предположим, что при нестабильности температуры $\Delta T \sim 0,5 \text{ град}$ требуется обеспечить нестабильность частоты не больше 10^{-10} . Из (52) следует, что:

$$TKЧ_1 \cdot TKЧ_2 (TKЧ_1 + TKЧ_2) \leq \frac{1}{4Q'^2 \cdot (\Delta T)^3} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_{доп}}$$

или конкретно

$$TKЧ_1 \cdot TKЧ_2 (TKЧ_1 + TKЧ_2) \leq 8 \cdot 10^{-20}.$$

Если $TKЧ = x \cdot 10^{-6} \frac{1}{град}$, где x — некоторая величина порядка единицы или ее долей, то

$$x_1 \cdot x_2 (x_1 + x_2) < 8 \cdot 10^{-2}.$$

Найдем ориентировочно необходимую точность измерения при производстве кварцев, если $|x_{1,2}| \sim 1$. Искомая величина $\Delta x \approx x_1 + x_2$, то есть

$$\Delta x < 8 \cdot 10^{-2}.$$

Полученный допуск весьма жесткий (порядка 8%). Заводские лаборатории обычно при оценке ТКЧ такого допуска не выдерживают.

Если $|x_{1,2}| \sim 0,5$, то пятидесятипроцентный допуск в определении ТКЧ будет вполне достаточным.

Аналогичные соображения можно привести и в отношении допуска на точность измерения Q_k .

З а к л ю ч е н и е

Рассмотренная схема включения взаимно компенсирующих кварцев не является единственной.

Однако на примере разобранного варианта видно, что применение кварцевой компенсации позволяет существенно снизить требования к стабильности температуры, что, в свою очередь, может благоприятно отразиться на конструкции устройства и в ряде случаев оказаться решающим обстоятельством. Естественно, что при получении высоких температурных стабильностей частоты могут существенно проявлять себя прочие дестабилизирующие факторы (старение кварца и др.).

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. К. Ф. Теодорчик, Автоколебательные системы, Гостехиздат, 1952.
2. М. С. Нейман, Стабилизация частоты в радиотехнике, Связьиздат, 1937.
3. L. A. Meachem, The bridge-stabilised oscillator, PJRE, v 26, p. 1278, okt. 1938.

КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ АПЕРИОДИЧЕСКОЙ ЦЕПИ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ ПРИ «ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕМ» ВКЛЮЧЕНИИ

Канд. техн. наук доц. А. Л. Зиновьев.

В последнее время в промышленных образцах радиотехнических устройств находят применение печатные опрессованные схемы, составленные из емкостей и сопротивлений. Конфигурация схем, а также номиналы значений параметров определяются типовым назначением таких изделий. Печатное выполнение элементов схем—сопротивлений, а также емкостей в ряде случаев приводит к тому, что такие элементы получаются не с сосредоточенными, а с распределенными постоянными. Одним из частных применений указанных схем является их использование в качестве разделительных элементов между ступенями усиления. Распределенная емкость элемента (отрезка апериодической линии) осуществляет связь между ступенями и отделяет постоянную составляющую напряжения. Распределенное сопротивление, включенное в цепи сетки последующей ступени, служит утечкой. Рассмотрение параметров таких схем, как распределенных, приводит, естественно, к выявлению особых свойств их коэффициентов передачи. В настоящей статье решается задача отыскания аналитического выражения коэффициента передачи цепи, изображенной на рис. 1, в комплексной форме. Данная цепь является эквивалентом одноступенного усилителя с частотно-независимой нагрузкой.

К зажимам источника, имеющего э.д.с. ε и внутреннее сопротивление R , присоединена линия длиной l с погонными па-

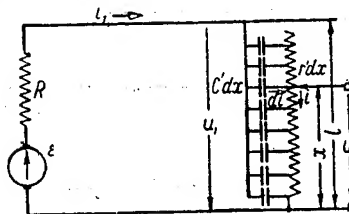


Рис. 1. Принципиальная схема генератора э.д.с., нагруженного на "дифференцирующую" цепь с распределенными постоянными.

параметрами r' и c' . Для конкретной схемы усилителя с нагрузкой r_a и входным напряжением u_{ex} .

$$\varepsilon = u_{ex} \cdot \mu \frac{r_a}{r_a + r_i}; \quad R = \frac{r_a r_i}{r_a + r_i},$$

где: μ — коэффициент усиления;

r_i — внутреннее сопротивление лампы.

Выходное напряжение u в общем случае может сниматься с некоторой произвольной точки x . Указанная схема включения отличается от обычно принятого подключения линии к источнику колебаний и способа съема напряжения, осуществляемого обычно в конце линии. По своей конфигурации указанная схема напоминает комбинацию бесконечно большого числа элементарных дифференцирующих цепочек.

Свойства данной цепи вполне определены либо частотной зависимостью комплексного коэффициента передачи, либо переходной характеристикой. В данной статье мы ставим задачей отыскание в общей форме лишь частотной зависимости комплексного коэффициента передачи, однако в любом из указанных способов определения свойств цепи промежуточным является нахождение $u = u(x, t)$.

Исходными для определения $u(x, t)$ являются следующие три уравнения цепи:

$$\varepsilon = i_1 R + \frac{1}{c' dx} \int_0^t di \cdot dt + u, \quad (1)$$

$$du = i r' dx \quad \text{или} \quad \frac{\partial u}{\partial x} = i \cdot r', \quad (2)$$

$$\int_0^t di = i_1. \quad (3)$$

Найдем приращение тока di , протекающего через элементарную емкость $c' dx$:

$$di = c' dx \cdot \frac{\partial}{\partial t} (u_1 - u). \quad (4)$$

С другой стороны, величина u_1 может быть определена следующим образом:

$$u_1 = \varepsilon - i_1 \cdot R. \quad (5)$$

Из (4) и (5) вытекает:

$$di = c' \frac{\partial s}{\partial t} dx - c' R \frac{\partial i_1}{\partial t} dx - c' \frac{\partial u}{\partial t} dt. \quad (6)$$

Очевидно, что s и i_1 , как и их производные, по времени в выражении (6) от x не зависят. Следовательно, при подстановке (6) в (3) с указанными функциями при интегрировании по x можно обращаться, как с постоянными. С учетом этого замечания окончательное выражение третьего уравнения цепи приобретает следующий вид:

$$i_1 = c' l \frac{\partial s}{\partial t} - c' l \cdot R \frac{\partial i_1}{\partial t} - c' \int_0^l \frac{\partial u}{\partial t} dx$$

или

$$T \frac{\partial i_1}{\partial t} + i_1 = C \frac{\partial s}{\partial t} - c' \int_0^l \frac{\partial u}{\partial t} dx, \quad (7)$$

где: $C = c' l$ — полная емкость линии;

$T = CR$ — постоянная времени, обусловленная внутренним сопротивлением генератора и полной емкостью линии.

Исключая из (1) и (2) u , получаем совместно с (7) искомую систему уравнений в частных производных относительно u и i_1 :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \tau' \frac{\partial u}{\partial t} = \tau' \frac{\partial s}{\partial t} - R \tau' \frac{\partial i_1}{\partial t}, \quad (8)$$

$$T \frac{\partial i_1}{\partial t} + i_1 = C \frac{\partial s}{\partial t} - c' \int_0^l \frac{\partial u}{\partial t} dx, \quad (9)$$

где $\tau' = r' c'$ — постоянная времени единицы длины линии.

Следует вновь подчеркнуть, что i_1 зависит только от времени, так что запись частного дифференцирования i_1 является формальной. Если функции времени, входящие в систему, подвергнуть, например, преобразованию Лапласа—Карсона, то, как известно, система уравнений в частных производных может быть сведена к системе обыкновенных дифференциальных уравнений. Применяя, таким образом, операторный метод

и учитывая нулевые начальные условия, введем следующее соответствие оригиналов и преобразованных функций:

$$\left. \begin{aligned} u(x, t) &\div U(x, p) = U, \\ \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} &\div pU, \\ i_1(t) &\div I_1(p) = I_1, \\ \frac{\partial i_1(t)}{\partial t} &\div pI_1, \\ \varepsilon(t) &\div E(p) = E, \\ \frac{\partial \varepsilon(t)}{\partial t} &\div pE. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Соотношения (10), примененные к уравнениям (8) и (9), приводят к системе:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} + p\tau' U = p\tau' E - pR\tau' I_1, \quad (11)$$

$$I_1 = \frac{pC}{1+pT} \cdot E - \frac{pc'}{1+pT} \int_0^l U dx. \quad (12)$$

Исключением I_1 из (11) или (12) может быть получено обыкновенное дифференциальное уравнение относительно U :

$$\frac{d^2 U}{dx^2} + p\tau' U = \frac{p\tau'}{1+pT} \cdot E + \frac{p^2\tau' \cdot T}{l(1+pT)} \cdot \int_0^l U dx. \quad (13)$$

Это—уравнение относительно U и ее производной с правой частью, в которую входят известная функция E и определенный интеграл по x от искомой функции U . С точки зрения переменной интегрирования уравнения $\int_0^l U dx$ является некоторой постоянной, правда, пока еще не известной.

Для сокращения выкладок введем промежуточную каноническую запись уравнения (13):

$$\frac{d^2 U}{dx^2} + \alpha U = \gamma + \beta D, \quad (14)$$

где

$$\alpha = p\tau'; \quad \beta = \frac{p^2\tau' \cdot T}{l(1+pT)}; \quad \gamma = \frac{p\tau'}{1+pT} \cdot E, \quad (15)$$

$$\int_0^l U dx = D. \quad (15')$$

Как известно, решением указанного уравнения является сумма общего решения однородного уравнения и частного решения уравнения с правой частью:

$$U = A \cdot e^{j\sqrt{\alpha} x} + B \cdot e^{-j\sqrt{\alpha} x} + \frac{\gamma + \beta D}{\alpha}. \quad (16)$$

В решении (16) три неизвестных постоянных интегрирования A , B , D , для отыскания которых служат граничные условия и соотношения (15').

Физические граничные условия состоят в том, что:

$$\text{при } x=0 \quad u=0,$$

$$\text{при } x=l \quad i=0$$

или, что следует из (2),

$$\left. \frac{\partial u}{\partial x} \right|_{x=l} = 0.$$

Для преобразованных функций это также означает

$$\left. \begin{aligned} U|_{x=0} &= 0 \\ \frac{dU}{dx}|_{x=l} &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (17)$$

Накладывая условия (17) на решение (16), получаем:

$$A + B + \frac{\gamma + \beta D}{\alpha} = 0, \quad (18)$$

$$A \cdot e^{j\sqrt{\alpha} l} - B \cdot e^{-j\sqrt{\alpha} l} = 0. \quad (19)$$

Третье уравнение неизвестных констант вытекает из (15') и (16):

$$\frac{A}{j\sqrt{\alpha}} (e^{j\sqrt{\alpha} l} - 1) - \frac{B}{j\sqrt{\alpha}} (e^{-j\sqrt{\alpha} l} - 1) + \frac{\gamma + \beta D}{\alpha} l = D$$

или, с учетом (19):

$$\frac{B-A}{j\sqrt{\alpha}} + \frac{\gamma l}{\alpha} = D \left(1 - \frac{\beta l}{\alpha} \right). \quad (20)$$

Из системы (18), (19) и (20) находятся искомые константы решения:

$$A = -\gamma \cdot \frac{e^{-j2\sqrt{\alpha} l}}{2\sqrt{\alpha}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{\beta l}{\alpha} \right) \sqrt{\alpha} \cdot \cos \sqrt{\alpha} l + \frac{\beta}{\alpha} \cdot \sin \sqrt{\alpha} l}, \quad (21)$$

$$B = -\gamma \cdot \frac{1}{2\sqrt{\alpha}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{\beta l}{\alpha} \right) \sqrt{\alpha} \cdot \cos \sqrt{\alpha} l + \frac{\beta}{\alpha} \cdot \sin \sqrt{\alpha} l}, \quad (22)$$

$$D = \gamma \frac{1}{a} \cdot \frac{\sqrt{a} l \cdot \cos \sqrt{a} l - \sin \sqrt{a} l}{\left(1 - \frac{\beta l}{a}\right) \sqrt{a} \cdot \cos \sqrt{a} l + \frac{\beta}{a} \cdot \sin \sqrt{a} l}. \quad (23)$$

В результате подстановки (21), (22) и (23) в (16) и преобразования показательных функций в тригонометрические получаем:

$$U = \frac{\gamma}{\sqrt{a}} \cdot \frac{\cos \sqrt{a} l - \cos \sqrt{a} (l-x)}{\left(1 - \frac{\beta l}{a}\right) \sqrt{a} \cdot \cos \sqrt{a} l + \frac{\beta}{a} \sin \sqrt{a} l}. \quad (24)$$

Подставляя в (24) соотношения (15), находим в операторной форме коэффициент передачи цепи:

$$K(x, p) = \sqrt{p\tau} \cdot \frac{\cos \sqrt{p\tau} - \cos \sqrt{p\tau_{l-x}}}{\sqrt{p\tau} \cdot \cos \sqrt{p\tau} + pT \cdot \sin \sqrt{p\tau}}, \quad (25)$$

где: $\tau = r'c' \cdot l^2$ — постоянная времени, обусловленная полными емкостью и сопротивлением линии;

$\tau_{l-x} = r'c' \cdot (l-x)^2$ — некоторая часть τ , зависящая от x .

Как известно, коэффициент передачи в операторной форме является изображением переходной характеристики цепи. Таким образом, выражение (25) является изображением искомой функции.

С другой стороны, частотной характеристикой цепи является предел $K(p)$, если действительная часть p стремится к нулю, то есть при $p \rightarrow j\omega$. Поэтому:

$$K(x, \omega) = \sqrt{j\omega\tau} \cdot \frac{\cos \sqrt{j\omega\tau} - \cos \sqrt{j\omega\tau_{l-x}}}{\sqrt{j\omega\tau} \cdot \cos \sqrt{j\omega\tau} + j\omega T \sin \sqrt{j\omega\tau}}$$

или

$$K(x, \nu) = \sqrt{j\nu} \cdot \frac{\cos \sqrt{j\nu} - \cos \sqrt{j\delta\nu}}{\sqrt{j\nu} \cos \sqrt{j\nu} + j\Delta\nu \sin \sqrt{j\nu}}. \quad (26)$$

Соотношение (26) определяет обобщенную частотную характеристику цепи, то есть модуль и аргумент коэффициента передачи в зависимости от обобщенной (безразмерной) частоты $\nu = \omega\tau$.

Частотная характеристика (26) зависит от положения точки съема напряжения на линии, то есть от координаты x , которая определяет величину $\delta \cdot \nu = \delta \cdot \tau \cdot \omega$, где $\delta = \left(\frac{l-x}{l}\right)^2$ — коэффициент, связывающий τ_{l-x} и τ и при-

нимающий в зависимости от x значения в пределах от 0 до 1. Множитель $\Delta = \frac{T}{\tau}$, являющийся безразмерным параметром цепи, может принимать, вообще говоря, любые действительные значения, за счет, например, вариации в широких пределах величины R и, таким образом, влиять на ход характеристики.

В ряде характерных частных случаев коэффициент передачи может принимать следующие формы:

1. $x = l$ — сьем напряжения в крайней верхней точке.

а) R и Δ произвольны:

$$K(\nu) = \sqrt{j\nu} \cdot \frac{\cos \sqrt{j\nu} - 1}{\sqrt{j\nu} \cdot \cos \sqrt{j\nu} + j\Delta\nu \cdot \sin \sqrt{j\nu}};$$

- б) $R \ll r$, то есть $\Delta \cong 0$ (идеальный генератор э.д.с.):

$$K(\nu) = 1 - \frac{1}{\cos \sqrt{j\nu}};$$

- в) $R = r$, то есть $\Delta = 1$:

$$K(\nu) = \sqrt{j\nu} \cdot \frac{\cos \sqrt{j\nu} - 1}{\sqrt{j\nu} \cdot \cos \sqrt{j\nu} + j\nu \cdot \sin \sqrt{j\nu}};$$

- г) $R \rightarrow \infty$, то есть $\Delta \rightarrow \infty$ (идеальный генератор тока):

$$K(\nu) \rightarrow \frac{1}{\Delta \sqrt{j\nu}} \cdot \frac{\cos \sqrt{j\nu} - 1}{\sin \sqrt{j\nu}}.$$

2. $x = 0$ — другой крайний случай, когда при любых параметрах цепи $K(\nu) = 0$.

Случаи, соответствующие промежуточным значениям Δ и δ , могут представить практический интерес.

Из соотношения (26) могут быть получены зависимости от частоты модуля и аргумента коэффициента передачи.

Из соотношений (12) и (23) могут быть вычислены в операторной форме ток $I_1(p)$ и проводимость цепи $Y(p)$. В частности, проводимость выразится формулой:

$$Y(p) = pC \frac{\sin \sqrt{p\tau}}{\sqrt{p\tau} \cdot \cos \sqrt{p\tau} + pT \cdot \sin \sqrt{p\tau}}. \quad (27)$$

При гармонической э.д.с. зависимость проводимости от обобщенной частоты ν представится следующим образом:

$$Y(\nu) = j \frac{\nu}{r} \cdot \frac{\sin \sqrt{j\nu}}{\sqrt{j\nu} \cdot \cos \sqrt{j\nu} + j\Delta \cdot \nu \cdot \sin \sqrt{j\nu}}. \quad (28)$$

Если принять сосредоточенное сопротивление $R=0$, то есть $\Delta=0$, то выражение (28) определит входную проводимость собственно цепи с распределенными постоянными:

$$Y(\nu) = \frac{\sqrt{j\nu}}{r} \cdot \operatorname{tg} \sqrt{j\nu}.$$

В заключение необходимо отметить, что из соотношений (26) и (28), выведенных в общем виде без каких бы то ни было ограничений и являющихся функциями обобщенной координаты ν и параметров Δ и δ , могут быть получены обобщенные частотные зависимости для модулей и аргументов. Далее могут быть построены семейства обобщенных характеристик, по которым можно произвести при заданных требованиях на усилитель выбор конкретных значений параметров схемы.

Необходимо отметить, что при анализе не учтены паразитные емкости схемы и ламп, что, очевидно, может быть справедливо для области не слишком высоких частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. И. Конторович, Операционное исчисление и нестационарные процессы в электрических цепях, Гостехиздат, 1953.
2. С. Г. Гинзбург, Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях, Советское радио, 1954.
3. Э. О. Сааков, Теория и расчет избирательных RC -систем, Госэнергоиздат, 1954.

НАКОПЛЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Канд. техн. наук П. И. Пензин.

При создании счетных устройств и в ряде других случаев часто приходится сталкиваться с задачей накопления импульсов постоянного тока.

Целью данной статьи является частичное освещение некоторых вопросов, связанных с решением этой задачи. В настоящее время известно большое количество интеграторов [1], которые можно использовать для накопления импульсов постоян-

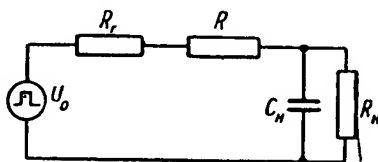


Рис. 1. Эквивалентная схема интегратора с простой цепью RC .

ного тока; однако количественные соотношения, характеризующие их работу, в большинстве случаев отсутствуют. Обычно при накоплении импульсов наибольший интерес представляет величина установившегося значения напряжения, время установления этого напряжения и величина пульсации на выходе интегратора, а также связь этих величин с параметрами интегратора.

Простейшим устройством для накопления импульсов служит обыкновенная интегрирующая цепь RC . Эквивалентная схема такого интегратора представлена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: U_0 —амплитуда импульсов, R_1 —внутреннее сопротивление источника импульсов, R —сопротивление интегрирующей цепи, C_n —емкость интегрирующей цепи (накопительная емкость), R_n —сопротивление цепи, нагружающей емкость C_n .

Если с источника поступает регулярная последовательность импульсов одинаковой амплитуды, изображенная на рис. 2,

то все интересующие нас величины можно легко найти. Заменим схему рис. 1 эквивалентной схемой рис. 3, где:

$$U'_0 = U_0 \frac{R_n}{R_z + R + R_n}, \quad R_3 = \frac{(R_z + R) R_n}{R_z + R + R_n}. \quad (1)$$

В рассматриваемом случае (накопление импульсов) должны выполняться условия:

$$\frac{\tau_u}{\tau_3} \ll 1, \quad \frac{\tau_n}{\tau_p} \ll 1, \quad (2)$$

где: τ_3 — постоянная времени заряда емкости C_n ;

τ_p — постоянная времени разряда емкости C_n .

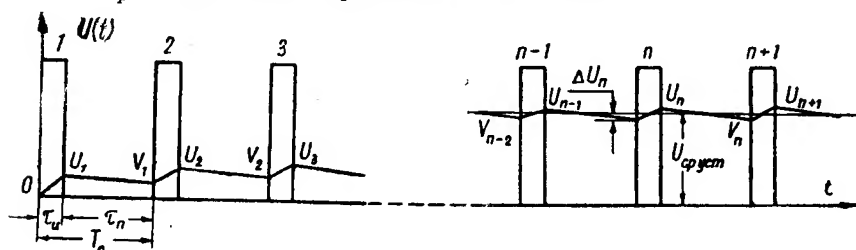


Рис. 2. Регулярная последовательность импульсов на входе интегратора.

Так как цепи заряда и разряда емкости C_n одинаковы, то

$$\tau_3 = \tau_p = R_3 \cdot C_n. \quad (3)$$

При выполнении условия (1) можно считать, что зарядка емкости во время действия импульса τ_u и разряд ее в течение паузы τ_n происходят по линейному закону. Погрешность при замене экспоненциального закона изменения напряжения линейным не превышает 10% при выполнении условий

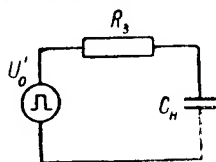


Рис. 3. Схема замещения интегратора, представленного на рис. 1.

и 5% при выполнении условий

$$\frac{\tau_u}{\tau_3} \leq 0,2, \quad \frac{\tau_n}{\tau_p} \leq 0,2$$

$$\frac{\tau_u}{\tau_3} \leq 0,1, \quad \frac{\tau_n}{\tau_p} \leq 0,1.$$

Рассматривая установившийся режим и учитывая сказанное выше, имеем (рис. 2):

$$U_{n \text{ уст}} = U_{уст} + (U'_0 - U_{уст}) \frac{\tau_u}{2\tau_3}, \quad (4)$$

$$V_{n \text{ усм}} = \left[U_{\text{усм}} + (U'_0 - U_{\text{усм}}) \frac{\tau_u}{2\tau_3} \right] \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right). \quad (5)$$

Откуда:

$$\begin{aligned} U_{\text{усм}} &= \frac{U_{n \text{ усм}} + V_{n \text{ усм}}}{2} = \\ &= \frac{\left[U_{\text{усм}} + (U'_0 - U_{\text{усм}}) \frac{\tau_u}{2\tau_3} \right] \left(2 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right)}{2}. \end{aligned} \quad (6)$$

Разрешая полученное уравнение относительно $U_{\text{усм}}$ и пренебрегая членами второго порядка малости, получим:

$$U_{\text{усм}} = \frac{U'_0 \tau_u}{\tau_u + \tau_n} = \frac{U'_0 \tau_u}{T_0} = \frac{U'_0}{Q}, \quad (7)$$

где $Q = \frac{T_0}{\tau_u}$ — скважность импульсов.

Учитывая выражение для U'_0 , получим формулу для коэффициента передачи интегратора с простой интегрирующей цепью RC :

$$K_{RC} = \frac{U_{\text{усм}}}{U'_0} = \frac{R_n}{R_z + R + R_n} \cdot \frac{1}{Q}. \quad (8)$$

Соотношение (8) можно легко получить и из физических соображений, приняв во внимание, что установившееся значение напряжения $U_{\text{усм}}$ должно совпадать (для случая линейной интегрирующей цепи RC) со значением постоянной составляющей импульсов на входе интегратора.

Величина пульсации на выходе интегрирующей цепи определяется из соотношения:

$$\Delta U_n = \frac{U_{n \text{ усм}} - V_{n \text{ усм}}}{2} = \frac{\left[U_{\text{усм}} + (U'_0 - U_{\text{усм}}) \frac{\tau_u}{2\tau_3} \right] \frac{\tau_n}{\tau_3}}{2}. \quad (9)$$

Приняв во внимание (8) и пренебрегая членом второго порядка малости, получим:

$$\Delta U_n = \frac{U'_0}{Q} \cdot \frac{\tau_n}{2\tau_3} = U_0 \cdot K_{RC} \cdot \frac{\tau_n}{2\tau_3}. \quad (10)$$

Существенным недостатком рассмотренного простейшего устройства для накопления импульсов является то, что оно обладает очень низким коэффициентом передачи при больших значениях скважности импульсов.

Этого недостатка можно избежать, применив нелинейную схему интегратора, в которой постоянные времени заряда и разряда емкости сделаны разными. Для этого в схему рис. 1 необходимо ввести нелинейный элемент, обладающий вентиляльными свойствами (диод).

Схема интегратора с нелинейным элементом представлена на рис. 4. Обозначения остаются такими же, как и в схеме

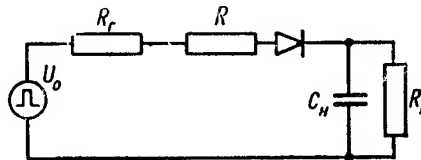


Рис. 4. Эквивалентная схема интегратора с нелинейным элементом.

рис. 1.

К схеме рис. 4 можно свести и другие, более сложные схемы интеграторов.

Для общности будем считать, что вентиль обладает кроме проводимости в прямом направлении также проводимостью

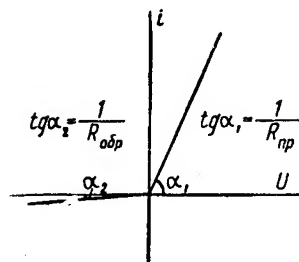


Рис. 5. Идеализированная характеристика вентиля.

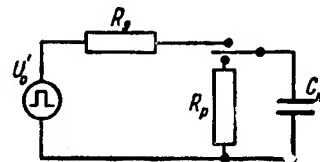


Рис. 6. Схема замещения интегратора, представленного на рис. 4.

и в обратном направлении. Пусть характеристика такого вентиля описывается с помощью линейно-ломаной аппроксимации, изображенной на рис. 5.

Найдем основные соотношения, характеризующие работу такой схемы при накоплении импульсов. Для удобства анализа схему рис. 4 заменим эквивалентной схемой рис. 6, где:

$$U'_0 = U_0 \cdot \frac{R_H}{R_2 + R + R_H}, \quad (11)$$

$$R_s = \frac{(R_z + R) R_n}{R_z + R + R_n}; \quad R_p = \frac{(R_z + R + R_{обр}) R_n}{R_z + R + R_{обр} + R_n}. \quad (12)$$

Поскольку для реальных условий $R_{np} \ll R + R_z$, то при пересчете схемы рис. 4 к схеме рис. 6 оно не учитывалось.

Таким образом, в эквивалентной схеме рис. 6 роль вентиля сводится к идеальному переключателю, осуществляющему коммутацию цепей разряда и заряда емкости C_n в соответствии с полярностью импульсов на входе интегратора. Определим значения напряжений u_n и v_n на емкости C_n после n -импульсов. При этом условия (2) считаем справедливыми и в рассматриваемом случае.

За время первого импульса емкость C_n заряжается с постоянной времени τ_z до напряжения u_1 , равного

$$u_1 = U_0' \left(1 - e^{-\frac{\tau_u}{\tau_z}} \right) \approx U_0' \frac{\tau_u}{\tau_z}. \quad (13)$$

За время первой паузы емкость C_n разряжается с постоянной времени τ_p до напряжения v_1 , равного

$$v_1 = u_1 e^{-\frac{\tau_n}{\tau_p}} \approx u_1 \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right) = U_0' \frac{\tau_u}{\tau_z} \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right). \quad (14)$$

Обозначив

$$\frac{\tau_u}{\tau_z} = a, \quad \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right) = b \quad (15)$$

и записывая выражения для напряжения u после каждого последующего импульса, получим:

$$\begin{aligned} u_2 &= U_0' a [1 + b(1 - a)], \\ u_3 &= U_0' a \{1 + b(1 - a) + [b(1 - a)]^2\} \\ &\dots \dots \dots \text{и т. д.} \end{aligned}$$

Нетрудно видеть, что напряжение в конце n -го импульса будет равно:

$$u_n = U_0' \sum_{k=1}^n a [b(1 - a)]^{k-1} = U_0' \sum_{k=1}^n a q^{k-1}. \quad (16)$$

Последнее выражение представляет собой сумму n -слагаемых геометрической прогрессии, где a —первый член, а $q = b(1 - a)$ —

знаменатель этой прогрессии. Известно, что сумму геометрической прогрессии можно представить в виде:

$$u_n = U'_0 \frac{a(q^n - 1)}{q - 1} = U'_0 \frac{a(1 - [b(1 - a)]^n)}{1 - b(1 - a)}. \quad (17)$$

Имея в виду принятые обозначения и произведя несложные преобразования, получим:

$$u_n = U'_0 \frac{1 - \left[\left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p}\right) \left(1 - \frac{\tau_u}{\tau_z}\right) \right]^n}{1 + \frac{\tau_n}{\tau_p} \cdot \frac{\tau_z}{\tau_u} - \frac{\tau_n}{\tau_p}}. \quad (18)$$

Выражение для v_n отличается от u_n только коэффициентом b , то есть

$$v_n = b \cdot u_n = U'_0 \frac{\left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p}\right) \left\{ 1 - \left[\left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p}\right) \left(1 - \frac{\tau_u}{\tau_z}\right) \right]^n \right\}}{1 + \frac{\tau_n}{\tau_p} \cdot \frac{\tau_z}{\tau_u} - \frac{\tau_n}{\tau_p}}. \quad (19)$$

В установившемся режиме, то есть при $n \rightarrow \infty$

$$\left[\left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p}\right) \left(1 - \frac{\tau_u}{\tau_z}\right) \right]^n \rightarrow 0,$$

и, следовательно,

$$U_{n \text{ уст}} = \frac{U'_0}{1 + \frac{\tau_n}{\tau_p} \cdot \frac{\tau_z}{\tau_u} - \frac{\tau_n}{\tau_p}}, \quad (20)$$

$$V_{n \text{ уст}} = \frac{U'_0 \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p}\right)}{1 + \frac{\tau_n}{\tau_p} \cdot \frac{\tau_z}{\tau_u} - \frac{\tau_n}{\tau_p}}. \quad (21)$$

Отсюда величина среднего установившегося напряжения на емкости равна:

$$U_{ср \text{ уст}} = \frac{U_{n \text{ уст}} + V_{n \text{ уст}}}{2} = U'_0 \frac{1 + \frac{\tau_n}{2\tau_p}}{1 + \frac{\tau_n}{\tau_p} \cdot \frac{\tau_z}{\tau_u} - \frac{\tau_n}{\tau_p}}. \quad (22)$$

Учитывая условие (2), можно считать, что

$$U_{cp\text{ уст}} = \frac{U'_0}{1 + \frac{\tau_n}{\tau_u} \cdot \frac{\tau_3}{\tau_p}}. \quad (23)$$

Поскольку

$$\frac{\tau_n}{\tau_u} = \frac{T_0 - \tau_u}{\tau_u} = Q - 1,$$

где Q — скважность импульсов, и обозначив $\frac{\tau_3}{\tau_p} = \gamma$, получим с учетом (11):

$$U_{cp\text{ уст}} = \frac{R_n}{R_2 + R + R_n} \cdot \frac{U_0}{1 + \gamma(Q - 1)}. \quad (24)$$

Принимая во внимание, что

$$\frac{R_n}{R_2 + R + R_n} = \frac{R_3}{R_2 + R} = \frac{R_3}{R_{3xx}},$$

где R_{3xx} — сопротивление зарядной цепи для случая, когда R_n отсутствует (холостой ход), получим выражение для коэффициента передачи (накопления) интегратора в установившемся режиме:

$$K_u = \frac{U_{cp\text{ уст}}}{U_0} = \frac{R_3}{R_{3xx}} \cdot \frac{1}{1 + \gamma(Q - 1)}. \quad (25)$$

Величина максимального напряжения пульсаций на емкости C_n в установившемся режиме будет равна:

$$\Delta U_n = \frac{U_{n\text{ уст}} - V_{n\text{ уст}}}{2} = U'_0 \cdot \frac{\frac{\tau_n}{2\tau_p}}{1 + \frac{\tau_n}{\tau_u} \cdot \frac{\tau_3}{\tau_p}} = U_{cp\text{ уст}} \cdot \frac{\tau_n}{2\tau_p}$$

или с учетом (25):

$$\Delta U_n = U_0 \cdot \frac{R_3}{R_{3xx}} \cdot \frac{1}{1 + \gamma(Q - 1)} \cdot \frac{\tau_n}{2\tau_p} = U_0 K_u \frac{\tau_n}{2\tau_p}. \quad (26)$$

Проанализируем полученные соотношения. Пусть сопротивление R_n велико, и выполняется условие:

$$\frac{R_2 + R}{R_n} \ll 1. \quad (27)$$

В этом случае $R_3 = R_{3xx}$ и тогда

$$K_u = \frac{1}{1 + \gamma(Q - 1)}. \quad (28)$$

Если проводимость вентиля в обратном направлении отсутствует или близка к нулю ($R_{обp} \approx \infty$), то величина γ [при выполнении условия (27)] мала, и коэффициент передачи интегратора близок к единице.

В практических случаях выполнить условие (27) не всегда возможно, так как сопротивление R_n не может быть взято сколь угодно большим; с другой стороны, величина сопротивления R определяется необходимым временем накопления и поэтому не всегда может быть выбрана слишком малой. Увеличение γ приводит к уменьшению K_u . Из формул (25) и (26), как частный случай, при $\gamma=1$ (что имеет место, когда вентиль замкнут накоротко и $R_{np}=R_{обp}=0$) получаются формулы (8) и (9) для интегратора с линейной интегрирующей цепью RC .

Выигрыш в коэффициенте передачи, даваемый интегратором, в котором используется нелинейный элемент, по сравнению с интегратором, где применена простая интегрирующая цепь RC , равен:

$$B = \frac{K_u}{K_{RC}} = \frac{Q}{1 + \gamma(Q-1)}. \quad (29)$$

Из этой формулы видно, что выигрыш тем больше, чем больше скважность импульсов Q и чем меньше величина γ , характеризующая отношение постоянных времени цепей заряда и разряда емкости C_n .

Перейдем к определению времени установления напряжения на емкости C_n .

Выражения (17) и (18) с учетом выражений (20) и (21) можно представить следующим образом:

$$u_n = U_{n\text{уст}} \left\{ 1 - \left[\left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right) \left(1 - \frac{\tau_u}{\tau_z} \right) \right]^n \right\}, \quad (30)$$

$$v_n = V_{n\text{уст}} \left\{ 1 - \left[\left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right) \left(1 - \frac{\tau_u}{\tau_z} \right) \right]^n \right\}. \quad (31)$$

Считая, что процесс устанавливается при $u_n = 0,9 U_{n\text{уст}}$, или, что то же самое, при $v_n = 0,9 V_{n\text{уст}}$, из (30) или (31) получим:

$$\left[\left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right) \left(1 - \frac{\tau_u}{\tau_z} \right) \right]^{n_{\text{уст}}} = 0,1, \quad (32)$$

здесь $n_{\text{уст}}$ — число импульсов, поступивших на вход интегратора за время установления:

$$n_{\text{уст}} = \frac{T_{\text{уст}}}{\tau_u + \tau_n} = \frac{T_{\text{уст}}}{T_0}. \quad (33)$$

Логарифмируя (32) и учитывая (33), получим:

$$T_{уст} = - \frac{2,3 T_0}{\ln \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right) + \ln \left(1 - \frac{\tau_u}{\tau_z} \right)}. \quad (34)$$

Поскольку величины $\frac{\tau_n}{\tau_p}$ и $\frac{\tau_u}{\tau_z}$ малы сравнительно с единицей, то, воспользовавшись разложением логарифма в ряд

$$\ln(1-x) = - \left(x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} + \dots \right); \quad -1 \leq x \leq 1$$

и оставляя только первый член разложения (что при $x \leq 0,2$ дает погрешность не более 10%), получаем:

$$T_{уст} = \frac{2,3 T_0}{\frac{\tau_n}{\tau_p} + \frac{\tau_u}{\tau_z}}. \quad (35)$$

Прделав некоторые преобразования, находим:

$$T_{уст} = \frac{2,3 \tau_z}{1 - \frac{\tau_n}{T_0} \left(1 - \frac{\tau_z}{\tau_p} \right)}. \quad (36)$$

Учитывая, что

$$\frac{\tau_n}{T_0} = 1 - \frac{1}{Q} \quad \text{и} \quad \frac{\tau_z}{\tau_p} = \gamma,$$

имеем

$$T_{уст} = \frac{2,3 \tau_z}{1 - \left(1 - \frac{1}{Q} \right) (1 - \gamma)}. \quad (37)$$

Для удобства пользования выражение (37) можно представить в нескольких вариантах:

$$T_{уст} = \frac{2,3 \tau_z}{1 + \frac{1}{Q} (1 - \gamma)} = \frac{2,3 \tau_z \cdot Q}{1 + \gamma (Q - 1)} = 2,3 \tau_z \cdot B, \quad (38)$$

$$T_{уст} = \frac{2,3 \tau_p}{1 + \frac{1}{\gamma Q} (1 - \gamma)} = \frac{2,3 \tau_p \gamma Q}{1 + \gamma (Q - 1)} = 2,3 \tau_p \gamma B, \quad (39)$$

где B — выигрыш, определяемый формулой (29).

Из полученных соотношений видно, что время установления в нелинейной цепи всегда больше времени установления в линейной цепи с постоянной времени, равной τ_z , и всегда меньше времени установления в линейной цепи с постоянной времени τ_p . Если последовательность импульсов имеет конечную длительность $T \gg T_{уст}$, то после ее прекращения емкость C_n разряжается с постоянной времени τ_p . Отношение времени разряда емкости к времени установления напряжения на ней характеризует затягивание напряжения на интеграторе после прекращения последовательности импульсов на нем:

$$M = \frac{2,3\tau_p}{T_{уст}} = \frac{1}{\gamma B}. \quad (40)$$

Таким образом, с точки зрения установления напряжения интегратор может быть заменен линейной цепью с постоянной времени:

$$\tau_{zz} = \tau_z \cdot B,$$

а с точки зрения спада установившегося напряжения линейной цепью с постоянной времени:

$$\tau_{zp} = \tau_p.$$

Из формулы (38) следует, что время установления в нелинейной цепи увеличивается по сравнению с временем установления в линейной цепи, имеющей постоянную времени τ_z , во столько же раз, во сколько раз возрастает выигрыш в коэффициенте передачи.

Несмотря на сделанные допущения при анализе изложенных выше вопросов, полученные расчетные соотношения хорошо подтверждаются экспериментально.

Необходимо отметить, что некоторые результаты, полученные выше, близки к результатам, опубликованным в работе [2], посвященной вопросам работы ограничительных каскадов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Корн и Т. Корн, Электронные моделирующие устройства, Изд-во иностранной литературы, Москва, 1955.
2. И. П. Степаненко, К расчету ограничительных каскадов, Сборник статей под ред. проф. Г. А. Тягунова, Машгиз, 1955.

НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА ИДЕАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ С ДВУМЯ ДИСКРЕТНЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ

Канд. техн. наук П. И. Пенин.

Прием сигналов при наличии флюктуационных помех может приводить к появлению ошибок. Поскольку флюктуационная помеха представляет собой случайный процесс, величина этих ошибок оценивается их вероятностью.

Приемник, извлекающий наилучшим образом информацию из смеси сигнала с шумом и обеспечивающий вследствие этого минимальную вероятность ошибок, является идеальным. Любое усовершенствование реального приемника не может уменьшить этой вероятности, то есть вероятность ошибок в реальном приемнике всегда больше, чем в идеальном. Однако, совершенствуя реальный приемник, можно сделать разницу между указанными вероятностями ошибок малой.

Для успешного решения этой задачи нужно знать свойства идеального приемника.

В этой статье выясняются некоторые свойства такого приемника для случая сигналов с двумя дискретными значениями.

В работе В. А. Котельникова показано, что при приеме сигналов, имеющих два дискретных значения, и при наличии флюктуационных помех вероятность ошибочного воспроизведения сигнала $S_2(t)$, вместо фактически имеющего место сигнала $S_1(t)$, определяется соотношением:

$$P[S_2(t) \text{ вместо } S_1(t)] = V(\alpha_{21}), \quad (1)$$

где:

$$V(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{z^2}{2}} dz,$$

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{\frac{P_{S_1}}{P_{S_2}} - 1} \ln \frac{P_{S_1}}{P_{S_2}},$$

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_0} \sqrt{\frac{T_c}{2} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt}.$$

В этих формулах:

P_{s_1} и P_{s_2} — априорные вероятности появления сигнала со значениями $S_1(t)$ и $S_2(t)$ в интервале времени T_c , характеризующие состояние знания о наличии сигнала перед приемом; σ_0 — удельный шум на входе приемника.

Назовем вероятность, выражаемую соотношением (1), вероятностью ошибки первого рода и обозначим ее через β_I .

Вероятность того, что при наличии сигнала $S_2(t)$ приемник ошибочно воспроизведет сигнал $S_1(t)$, выражается формулой:

$$P[S_1(t) \text{ вместо } S_2(t)] = V(\alpha_{12}), \quad (2)$$

где

$$\alpha_{12} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_{s_2}}{P_{s_1}}.$$

Назовем эту вероятность вероятностью ошибки второго рода и обозначим ее через β_{II} .

Для расчетов вероятностей ошибок β_I и β_{II} функцию $V(x)$ удобно представить в виде:

$$V(x) = 0,5 - \Phi(x), \quad (3)$$

где

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{z^2}{2}} dz - \text{интеграл вероятности.}$$

С учетом соотношения (3) выражения для вероятностей ошибок первого и второго рода имеют вид:

$$\beta_I = 0,5 - \Phi(\alpha_{21}), \quad (4)$$

$$\beta_{II} = 0,5 - \Phi(\alpha_{12}). \quad (5)$$

Рассмотрим свойства функций α_{21} и α_{12} . Обозначив отношение априорных вероятностей

$$\frac{P_{s_1}}{P_{s_2}} = \xi, \quad (6)$$

выражения для α_{21} и α_{12} можно представить в следующем виде:

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \xi, \quad (7)$$

$$\alpha_{12} = \alpha - \frac{1}{2\alpha} \ln \xi. \quad (8)$$

В зависимости от величины ξ характер изменения функций α_{21} и α_{12} будет различным. Рассмотрим эти случаи:

1. $\xi < 1$, то есть $P_{s_1} < P_{s_2}$.

Нетрудно убедиться, что в этом случае функция α_{12} положительна при всех значениях α и при некотором из них имеет минимум. Исследование (8) на минимум дает следующее значение для α :

$$\alpha = \alpha_{\text{крит}} = \sqrt{0,5 \ln \frac{1}{\xi}}. \quad (9)$$

В соответствии с этим минимальное значение α_{12} равно:

$$\alpha_{12 \text{ мин}} = \sqrt{2 \ln \frac{1}{\xi}}. \quad (10)$$

Наличие минимума функции α_{12} свидетельствует о том, что вероятность ошибок второго рода в идеальном приемнике имеет максимум при $\alpha = \alpha_{\text{крит}}$.

В отличие от функции α_{12} функция α_{21} является монотонно возрастающей и при значении $\alpha = \alpha_{\text{крит}}$ переходит через нуль. Монотонность функции α_{21} означает, что вероятность ошибок первого рода с увеличением α падает.

Заметим, что при $\xi < 1$ для любого значения α выполняется неравенство $\alpha_{21} < \alpha_{12}$ и, следовательно,

$$\beta_1 > \beta_{II}. \quad (11)$$

2. $\xi > 1$, то есть $P_{s_1} > P_{s_2}$.

В этом случае все сказанное выше остается справедливым, с той лишь разницей, что свойства, относившиеся к α_{21} , теперь нужно отнести к α_{12} и наоборот.

При $\xi > 1$ для любого α выполняется неравенство $\alpha_{21} > \alpha_{12}$ и, следовательно,

$$\beta_I < \beta_{II}. \quad (12)$$

3. $\xi = 1$, то есть $P_{s_1} = P_{s_2}$.

В этом случае $\alpha_{21} = \alpha_{12} = \alpha$ и, следовательно,

$$\beta_I = \beta_{II} = 0,5 - \Phi(\alpha). \quad (13)$$

На рис. 1 приведены графики зависимостей α_{12} и α_{21} от величины α при разных значениях ξ ($\xi \leq 1$), а на рис. 2 соответствующие им зависимости вероятностей ошибок β_I и β_{II} .

Из рассмотрения кривых рис. 1 и 2 следует, что при уменьшении величины ξ (при $\alpha = \text{const}$) вероятность ошибки рода β_I возрастает, а второго рода β_{II} падает.

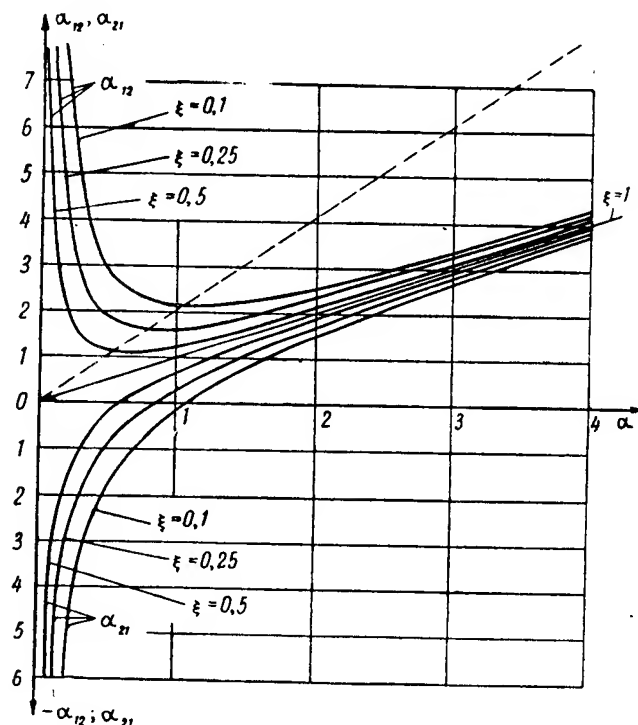


Рис. 1. Зависимость α_{12} и α_{21} от величины α при разных значениях ξ . (Пунктирной линией показано геометрическое место точек минимума α_{12}).

С увеличением α разница между вероятностями ошибок β_I и β_{II} уменьшается.

Зная вероятности ошибок β_I и β_{II} , можно найти вероятность искажений принимаемых сигналов, которая выражается следующим соотношением:

$$P_{иск} = P_{s_1} \cdot \beta_I + P_{s_2} \cdot \beta_{II}. \quad (14)$$

Приняв во внимание, что в интервале T_c полная вероятность сигнала равна единице, то есть

$$P_{s_1} + P_{s_2} = 1, \quad (15)$$

учитывая (6) и проделав несложные преобразования, получим:

$$P_{иск} = \beta_I \left(1 - \frac{1}{1+\xi} \cdot \frac{\beta_I - \beta_{II}}{\beta_I} \right) \quad (16)$$

или

$$P_{иск} = \beta_{II} \left(1 + \frac{\xi}{1+\xi} \cdot \frac{\beta_I}{\beta_{II}} \cdot \frac{\beta_I - \beta_{II}}{\beta_I} \right). \quad (17)$$

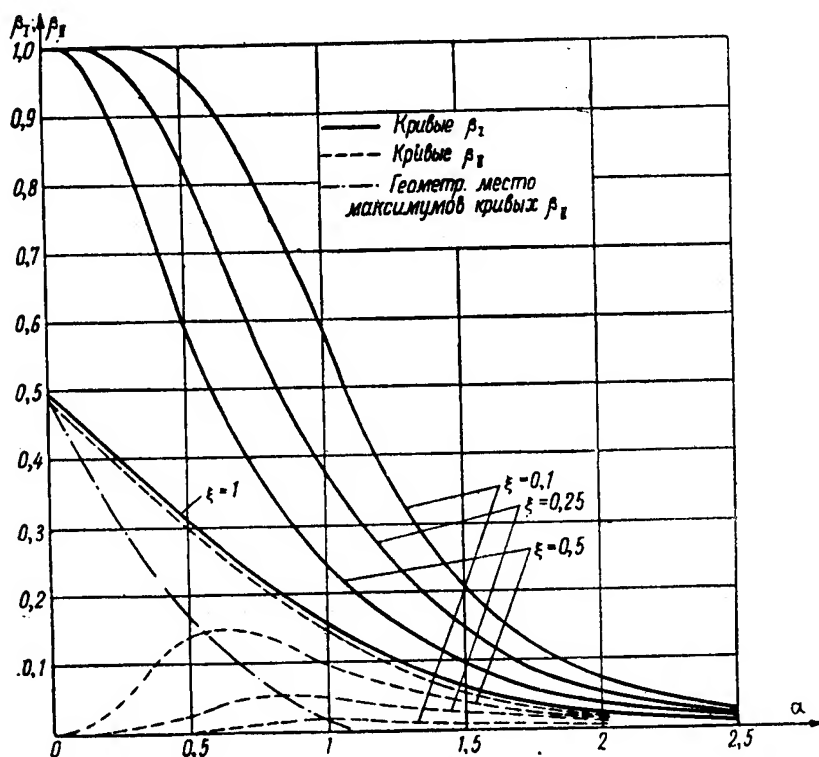


Рис. 2. Зависимость вероятностей ошибок β_I и β_{II} от величины α при разных значениях ξ . (Сплошными линиями показаны ошибки β_I , пунктирными — β_{II} . Штрих-пунктирная линия — геометрическое место минимумов кривых вероятностей ошибок β_{II}).

Выражения (16) и (17) позволяют выяснить влияние вероятностей ошибок β_I и β_{II} на общую вероятность искажения $P_{иск}$.

Пусть $\xi < 1$, тогда $\beta_I > \beta_{II}$ и вторые члены в скобках выражения (16) и (17) всегда положительны, поэтому в (16) β_I всегда умножается на величину, меньшую единицы, а в (17) β_{II} — на величину, большую единицы.

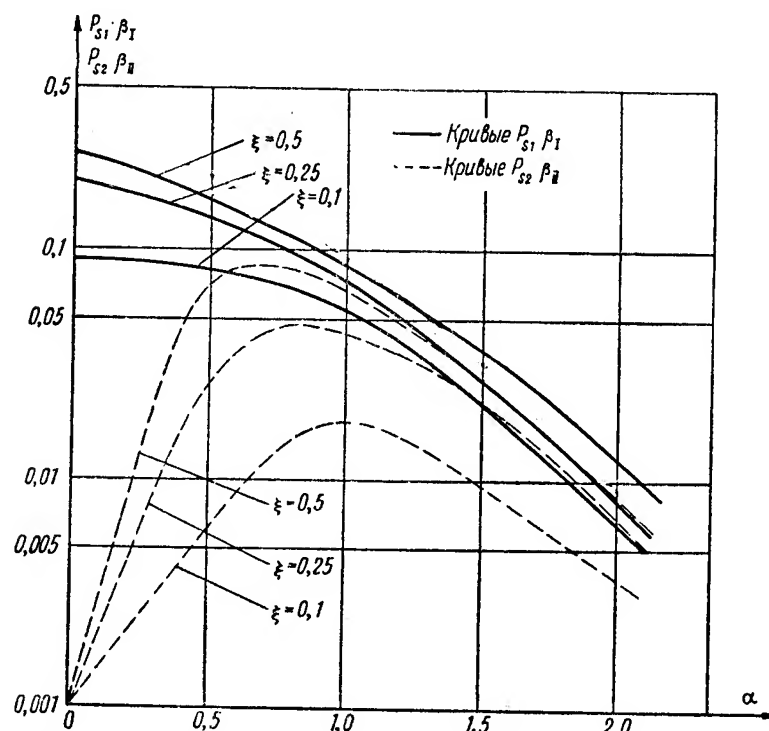


Рис. 3. Зависимость вероятностей искажений, обусловленных ошибками β_I и β_{II} , от величины α при разных значениях ξ . (Сплошными линиями показаны вероятности искажений за счет β_I , пунктирными — за счет β_{II}).

Следовательно, влияние вероятности ошибок β_I при $\xi < 1$ на общую вероятность искажений в идеальном приемнике сказывается сильнее, чем влияние вероятности ошибок β_{II} . Для иллюстрации этого положения на рис. 3 представлены первое и второе слагаемые выражения (14) в функции величины α для разных значений ξ . Первое слагаемое характеризует влияние β_I , второе — влияние β_{II} на общую вероятность искаже-

ний. Для случая $\xi > 1$ картина будет обратной, в этом случае более сильно будет проявляться влияние вероятности ошибок β_n .

При создании реального приемника целесообразно учитывать указанные выше свойства идеального приемника.

ЛИТЕРАТУРА

В. А. Котельников, Теория потенциальной помехоустойчивости, ГЭИ, 1956.

ФУНКЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ СУММАРНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НЕРЕГУЛЯРНО МЕНЯЮЩЕГОСЯ СИГНАЛА И ФЛЮКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХ

Канд. техн. наук доц. А. Е. Башаринов.

В в е д е н и е

При наблюдении сигналов на фоне флюктуационных помех возникают задачи определения вероятности обнаружения одиночных сигналов [2], подсчета числа выбросов, превосходящих заданный уровень [3], определения эффективности накопителей импульсных сигналов [4] и др.

При этом необходимо учитывать нерегулярный характер изменения амплитуды сигнала, вызываемый условиями распространения; влиянием радиоволн, рассеянных местными предметами; нестабильностью параметров аппаратуры и т. д.

Решение указанных проблем базируется на расчетах с использованием функции распределения огибающей сигнала и помех.

В литературе, однако, соотношения для функций распределения сигнала и помех при нестабильной амплитуде сигнала не приведены.

В настоящей работе проводятся расчеты функций распределения огибающей сигнала и помехи и двух первых моментов для распределения амплитуды сигнала по законам Райса и Релея.

Функции распределения огибающей сигнала и помехи

Рассмотрим функцию распределения огибающей напряжения суммы сигнала и помехи на выходе фильтра высокой частоты приемного устройства.

Сигнал отображается гармонической функцией с медленно меняющейся амплитудой:

$$u_c(t) = A(t) \sin \omega_c t, \quad (1)$$

где: $A(t)$ — амплитуда сигнала, изменяющаяся по закону случайного стационарного процесса;

$w_c(A)$ — одномерный закон распределения амплитуды сигнала.

Геометрически сигнал может быть представлен вектором переменной величины вращающимся с угловой скоростью ω_c^* .

Действие помех отображается флюктуационным процессом, характеризуемым случайной амплитудой и случайной фазой:

$$u_{ш.л}(t) = U \sin (\omega_c t + \theta). \quad (2)$$

Вектор помехи имеет проекции на оси координат в виде случайных процессов с нормальным законом распределения.

Система координат выбирается с осью абсцисс, совпадающей с направлением вектора сигнала.

Процесс суммарного воздействия отображается вектором с проекциями:

$$x_{c+ш} = A(t) + x_{ш.},$$

$$y_{c+ш} = y_{ш.}$$

Функции распределения проекций вектора помехи:

$$w_{ш}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{ш}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{ш}^2}},$$

$$w_{ш}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{ш}} e^{-\frac{y^2}{2\sigma_{ш}^2}}.$$

Длина результирующего вектора (огibaющая):

$$R(t) = \sqrt{(A + x_{ш.})^2 + y_{ш.}^2}. \quad (3)$$

Функция распределения проекции результирующего вектора на ось абсцисс определяется законом «свертки» [3]:

$$w_{c+ш}(x) = \int_0^\infty w_c(z) w_{ш}(x - z) dz. \quad (4)$$

* При наличии дополнительной медленной фазовой модуляции скорость вращения вектора сигнала не остается постоянной, однако это обстоятельство не влияет на ход последующих расчетов.

Двумерная функция распределения вектора сигнала и помехи:

$$w_{c+m}(x, y) = w_{c+m}(x) w_m(y). \quad (5)$$

Функция распределения огибающей определится преобразованием переменных:

$$\begin{aligned} x &= R \cos \varphi, \\ y &= R \sin \varphi \end{aligned}$$

с последующим интегрированием по аргументу φ в пределах интервала его изменения, то есть $(0 \div 2\pi)$:

$$w(R) = R \int_0^{2\pi} w_{c+m}(R, \varphi) d\varphi. \quad (6)$$

$w(R)$ — соответствует плотности вероятности попадания конца результирующего вектора в кольцо $(R, R+dR)$.

Первый момент функции распределения огибающей

$$\bar{R}_1 = \int_0^{\infty} R w(R) dR$$

определяет постоянную составляющую напряжения на выходе линейного детектора.

Второй момент функции распределения

$$\bar{R}_2 = \int_0^{\infty} R^2 w(R) dR$$

определяет постоянную составляющую напряжения на выходе квадратичного детектора.

Дальнейшие расчеты производятся для распределения амплитуды сигнала по законам Райса и Релея.

Распределение амплитуды по закону Райса

Закон Райса распределения амплитуды сигнала охватывает ряд частных случаев и проявляется, например, когда сигнал в приемном устройстве представляет собой сумму основной волны и большого количества отраженных волн малой интенсивности.

Действие хаотических отражений вызывает, разумеется, дополнительную медленную фазовую модуляцию, однако ход вычислений при этом не меняется:

$$w_c(A) = \frac{A}{\sigma_c^2} e^{-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma_c^2}} I_0\left(\frac{A A_0}{\sigma_c^2}\right), \quad (7)$$

где: A_0, σ_c — параметры распределения;

$I_0(z)$ — функция Бесселя мнимого аргумента.

Функция распределения проекции вектора суммарного воздействия сигнала и помехи на ось сигнала:

$$w_{c+u}(x) = \frac{e^{-\frac{A_0^2}{2\sigma_c^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2\sigma_u^2}} \int_0^\infty z e^{-\frac{z^2}{2\sigma_c^2}} I_0\left(\frac{A_0 z}{\sigma_c^2}\right) e^{-\frac{(x-z)^2}{2\sigma_u^2}} dz. \quad (8)$$

Двумерная функция распределения проекций вектора сигнала и помехи:

$$w_{c+u}(x, y) = \frac{e^{-\frac{A_0^2}{2\sigma_c^2}} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma_u^2}}}{2\pi\sigma_c^2\sigma_u^2} \int_0^\infty z e^{\frac{zx}{\sigma_u^2}} e^{-\frac{zp^2}{2}} I_0\left(\frac{A_0 z}{\sigma_c^2}\right) dz, \quad (9)$$

где

$$p^2 = \frac{1}{\sigma_c^2} + \frac{1}{\sigma_u^2}.$$

Соотношение для функции распределения огибающей принимает форму:

$$w(R) = \frac{e^{-\frac{A_0^2}{2\sigma_c^2}}}{2\pi\sigma_c^2\sigma_u^2} R e^{-\frac{R^2}{2\sigma_u^2}} \int_0^\infty z e^{-\frac{z^2 p^2}{2}} I_0\left(\frac{A_0 z}{\sigma_c^2}\right) dz \int_0^{2\pi} e^{\frac{zR \cos \varphi}{\sigma_u^2}} d\varphi, \quad (10)$$

согласно известному соотношению [1]:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{zR \cos \varphi}{\sigma_u^2}} d\varphi = I_0\left(\frac{zR}{\sigma_u^2}\right).$$

Выражение для функции распределения огибающей получает вид:

$$w(R) = \frac{e^{-\left(\frac{A_0^2}{2\sigma_c^2} + \frac{R^2}{2\sigma_u^2}\right)}}{\sigma_c^2\sigma_u^2} R \int_0^\infty z e^{-\frac{z^2 p^2}{2}} I_0\left(\frac{A_0 z}{\sigma_c^2}\right) I_0\left(\frac{Rz}{\sigma_u^2}\right) dz. \quad (11)$$

Вычисление интеграла (11) производим, используя формулу Вебера [1]:

$$\int_0^{\infty} e^{-p^2 t^2} J_\nu(at) J_\nu(bt) \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2p^2} e^{-\frac{a^2+b^2}{4p^2}} I_\nu\left(\frac{ab}{2p^2}\right)$$

при $\operatorname{Re}(\nu) > -1$ и $|\arg p| < \frac{\pi}{4}$.

Подставляя значения аргументов

$$a = j \frac{A_0}{\sigma_c^2}; \quad b = j \frac{R}{\sigma_u^2}; \quad \nu = 0$$

и учитывая, что

$$I_0(z) = I_0(-z),$$

получим после преобразований:

$$w(R) = \frac{1}{\sigma_c^2 + \sigma_u^2} R e^{-\frac{R^2 + A_0^2}{2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2)}} I_0\left(\frac{A_0 R}{\sigma_c^2 + \sigma_u^2}\right). \quad (12)$$

Функция распределения огибающей подчиняется закону Райса.

Определим значения 1-го и 2-го моментов распределения, используя известные формулы [3]:

$$\begin{aligned} \bar{R}_1 = \int_0^{\infty} R w(R) dR = \sqrt{\frac{\pi}{2}} (\sigma_c^2 + \sigma_u^2) e^{-\frac{q^2}{2}} \left\{ I_0\left(\frac{q^2}{2}\right) + \right. \\ \left. + q^2 \left[I_0\left(\frac{q^2}{2}\right) + I_1\left(\frac{q^2}{2}\right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$q = \frac{A_0^2}{2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2)}.$$

Для малых отношений $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ ($q \ll 1$) справедливо разложение в ряд:

$$\bar{R}_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2}} (\sigma_c^2 + \sigma_u^2) \left(1 + \frac{q^2}{2} - \frac{q^4}{16} + \dots \right).$$

Значение 2-го момента распределения имеет вид:

$$\bar{R}_2 = A_0^2 + 2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2). \quad (14)$$

Параметр распределения A_0 может быть выражен через среднее значение амплитуды сигнала (см., например, [3]) применением асимптотического разложения:

$$A_{cp} \approx \sigma_c \sqrt{2} \left(\frac{A_0}{\sqrt{2} \sigma_c} \right) \left[1 + \frac{1}{4 \left(\frac{A_0}{\sqrt{2} \sigma_c} \right)^2} + \dots \right], \quad (15)$$

при $\frac{A_0}{\sigma_c} \gg 1$ получаем $A_{cp} \approx A_0$.

Распределение амплитуды по закону Релея

Релеевский закон представляет частный случай закона Райса, однако он имеет и самостоятельное значение.

Релеевский закон распределения амплитуды проявляется, например, когда сигнал в приемнике возникает как сумма большого количества когерентных составляющих примерно одинаковой интенсивности, имеющих случайные фазовые сдвиги.

Формула Релея имеет вид:

$$w_c(A) = \frac{A}{\sigma_c^2} e^{-\frac{A^2}{2\sigma_c^2}}. \quad (16)$$

Соотношение (16) получается из (7) при $A_0=0$.

Функция распределения огибающей согласно соотношений (6) и (16):

$$w(R) = \frac{1}{2\pi\sigma_c^2\sigma_u^2} R e^{-\frac{R^2}{2\sigma_u^2}} \int_0^\infty z e^{-\frac{z^2 p^2}{2}} dz \int_0^{2\pi} e^{\frac{zR \cos \varphi}{\sigma_u^2}} d\varphi, \quad (17)$$

где

$$p^2 = \frac{1}{\sigma_c^2} + \frac{1}{\sigma_u^2}.$$

Интегрирование по аргументу φ дает:

$$w(R) = \frac{1}{\sigma_c^2\sigma_u^2} R e^{-\frac{R^2}{2\sigma_u^2}} \int_0^\infty z e^{-\frac{z^2 p^2}{2}} I_0\left(\frac{zR}{\sigma_u^2}\right) dz. \quad (18)$$

Используя интегральное равенство:

$$\int_0^\infty t \cdot e^{-p^2 t^2} I_0(at) dt = \frac{1}{2p^2} e^{\frac{a^2}{4p^2}},$$

получаем:

$$w(R) = \frac{1}{\sigma_c^2 + \sigma_u^2} R e^{-\frac{R^2}{2(\sigma_u^2 + \sigma_c^2)}}. \quad (19)$$

Соотношение (19), разумеется, может быть получено из формулы (12) при $A_0=0$.

Итак, функция распределения огибающей при Релеевском законе распределения амплитуды сигнала также подчиняется закону Релея.

Значения 1-го и 2-го моментов распределения имеют вид:

$$\bar{R}_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_u^2}, \quad (20)$$

$$\bar{R}_2 = 2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2). \quad (21)$$

Для удобства рассмотрения формулы для функций распределения огибающей и моментов приведены в таблице.

В третьей строке таблицы для сравнения приведены известные из литературы [2] соотношения для огибающей сигнала и помехи для сигнала постоянного уровня.

Отношение $\frac{\text{сигнала}}{\text{помехи}}$ характеризуется отношением средней мощности сигнала к дисперсии помехи:

$$\gamma = \frac{c}{n} = \frac{\bar{A}^2}{2\sigma_u^2}, \quad (22)$$

$$\bar{A}^2 = \int_0^\infty A^2 w_c(A) dA.$$

Сравнительные характеристики

Рассмотрение соотношений для функции распределения огибающей сигнала и помехи показывает, что распределение огибающей в рассмотренных случаях повторяет характер распределения амплитуды сигнала.

В случае распределения амплитуды сигнала по закону Райса функция распределения огибающей подобна распределению огибающей суммы сигнала постоянного уровня и нормальных флюктуационных помех и отличается величиной дисперсии.

Данные таблицы показывают зависимость величин первого и второго моментов от характера закона распределения амплитуды сигнала при одинаковых отношениях $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$.

Таблица.

Закон распределения амплитуды сигнала	Функции распределения огибающей сигнала и помехи	Первый момент распределения огибающей	Второй момент распределения огибающей
Закон Райса $w_c(A) = \frac{A}{\sigma_c^2} e^{-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma_c^2}} I_0\left(\frac{A_0 A}{\sigma_c^2}\right)$ $A_{cp} \sim A_0$ при $\frac{A_0}{\sigma_c} \gg 1$ $\bar{A}^2 = A_0^2 + 2\sigma_c^2$	$w(R) = \frac{R}{\sigma_c^2 + \sigma_u^2} e^{-\frac{R^2 + A_0^2}{2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2)}} I_0\left(\frac{A_0 R}{\sigma_c^2 + \sigma_u^2}\right)$	$\bar{R}_1 \approx \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_u^2} \left(1 + \frac{A_0^2}{4(\sigma_c^2 + \sigma_u^2)} - \dots\right)$ при $\frac{A_0^2}{2\sigma_u^2} \ll 1$	$\bar{R}_2 = A_0^2 + 2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2)$
Закон Релея $w_c(A) = \frac{A}{\sigma_c^2} e^{-\frac{A^2}{2\sigma_c^2}}$ $A_{cp} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_c$; $\bar{A}^2 = 2\sigma_c^2$	$w(R) = \frac{R}{\sigma_c^2 + \sigma_u^2} e^{-\frac{R^2}{2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2)}}$	$\bar{R}_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_u^2}$ $\bar{R}_1 \approx \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_u \left(1 + \frac{1}{\pi} \frac{A_{cp}^2}{\sigma_u^2} + \dots\right)$	$\bar{R}_2 = 2(\sigma_c^2 + \sigma_u^2)$ $\bar{R}_2 = 2\left(\frac{2}{\pi} A_{cp}^2 + \sigma_u^2\right)$
Сигнал постоянного уровня $w_c(A) = \delta(A - A_{cp})$	$w(R) = \frac{R}{\sigma_u^2} e^{-\frac{R^2 + A_{cp}^2}{2\sigma_u^2}} I_0\left(\frac{A_{cp} R}{\sigma_u^2}\right)$	$\bar{R}_1 \approx \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_u \left(1 + \frac{A_{cp}^2}{4\sigma_u^2} - \dots\right)$	$\bar{R}_2 = A_{cp}^2 + 2\sigma_u^2$

П р и м е ч а н и я: 1. Соотношения для первого момента первой и третьей строк справедливы для малых отношений $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$.

2. Значения моментов для распределения Релея приведены в функции среднего значения амплитуды сигнала и в функции дисперсий уровня сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Н. Ватсон, Теория бесселевых функций, ИЛ, 1949.
 2. С. О. Райс, Теория флюктуационных шумов, Сборник переводов, ИЛ, 1953.
 3. В. И. Бунимович, Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах, «Советское радио», 1951.
 4. В. М. Стоун, Journ of the Appl. Phys, v 25, № 12, 1954.
-

К ОЦЕНКЕ ОШИБОК ЗАПИСИ В ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ. ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ЗАПИСИ МЕТОДОМ ОСТАНОВКИ ЛУЧА

Инж. А. М. Квестов-Надеев.

За последние годы во многих отраслях народного хозяйства СССР все чаще и чаще стали применяться различные телеметрические системы, позволяющие наблюдать и записывать на расстоянии всевозможные сигналы, параметры. Выходные устройства этих систем, как правило, содержат одну или несколько электронно-лучевых трубок, с экранов которых сигналы записываются на фотопленку и затем расшифровываются. Дешифровка с применением большого оптического увеличения фотограмм предъявляет высокие требования к качеству фото-записи.

Как известно, безошибочно передавать и фиксировать сигналы практически невозможно. В процессе передачи сигнал искажается как электрическим трактом, так и электронно-лучевой трубкой за счет конечных размеров пишущего пятна (так называемые апертурные искажения). Причем высокая разрешающая способность радиотракта телеметрической системы может быть сведена на нет апертурными искажениями.

В отличие от телевидения в выходных устройствах телеметрических систем применяются трубки со сравнительно небольшим диаметром экрана — порядка 5 дюймов и менее, что обуславливает завал частотной характеристики трубки* при периоде развертки $T \sim 50\text{—}100 \text{ мксек}$ уже в области сотен килогерц. Наличие подобных искажений требует в телеметрии обязательного применения схем апертурной коррекции.

* Апертурные искажения в телевидении подробно рассмотрены рядом авторов [1, 3]. Ими введено понятие «частотных» и «переходных» характеристик трубки, так как апертура, усредняя значение яркости вдоль строки, уменьшает коэффициент модуляции передаваемого сигнала. Поэтому трубка, с пишущим пятном конечных размеров, подобна электрическому тракту с ограниченной полосой частот.

Для правильной оценки возникающих при записи искажений необходимо более подробно рассмотреть, какими характеристиками оценивается качество записи и какие факторы в процессе передачи на них сильнее всего влияют.

В телеметрии качество записи фотограмм можно оценить следующими характеристиками:

1. Резкостью границы отсчета параметра.
2. Величиной сдвига местоположения границы отсчета вдоль линии развертки относительно положения, соответствующего истинному значению передаваемого параметра в данный момент времени.
3. Степенью влияния помех.
4. Наличием необходимого числа вспомогательных и маркирующих отметок.

Резкость границы отсчета параметра определяется величиной зоны размытости перехода от светлого к темному на пленке в момент прихода сигнала. От нее, существенно, зависит точность отсчета показаний. И действительно, чем меньше зона размытости, тем точнее может оператор, снимающий показания, определить точку отсчета на пленке и, следовательно, величину записанного параметра.

Возникновение сдвига местоположения границы отсчета может происходить из-за многих причин. Так, электрический тракт может создавать такой сдвиг за счет различной передачи фронтов импульсов передаваемого параметра и опорного сигнала. Электронно-лучевая трубка может создавать сдвиг границы за счет изменения диаметра пишущего пятна при различных напряжениях на модуляторе, а также за счет нелинейности и плохой устойчивости синхронизации развертки.

Объектив, проектируя пишущее пятно трубки на пленку, может создавать подобные геометрические искажения из-за aberrации дисторсии.

Общий сдвиг местоположения границы отсчета, вызванный всеми перечисленными и другими подобными причинами, создает абсолютную ошибку при отсчете показаний параметра.

В телеметрии в конечном итоге важна точность отсчета параметра и, казалось бы, что, применяя достаточно высокие скорости разверток на экранах трубок, можно обеспечить необходимую точность, не учитывая апертурных искажений и погрешностей отсчета.

Однако применение подобных разверток встречает целый ряд трудностей, заставляющих отказаться от их использования. Примером подобных трудностей может служить:

1. Резкое уменьшение яркости пишущего пятна за счет малого времени возбуждения люминофора экрана трубки.

Увеличить яркость пишущего пятна за счет повышения частоты повторения сигнала при этом нельзя, так как желательность записи возможно большего числа параметров (или увеличение дальности действия системы) ограничивает частоту циклов записи.

2. Трудности создания быстрых линейных разверток с большими амплитудами и малым временем обратного хода и т. п.

Для правильной оценки ошибок, возникающих при передаче сигнала и дешифровке фотограмм, необходимо более подробно рассмотреть процесс воспроизведения на пленку фотометрической яркости зоны размытости от темного к светлому, получающейся на экране трубки в момент прихода импульса сигнала. На пленке при этом, естественно, также должна получиться какая-то зона размытости, почернение точек которой неодинаково и нарастает по какому-то закону от минимальной величины (соответствующей вуали пленки) до максимальной,

определяемой количеством освещения, действующим на пленку после прохождения пишущим пятном зоны размытости на трубке.

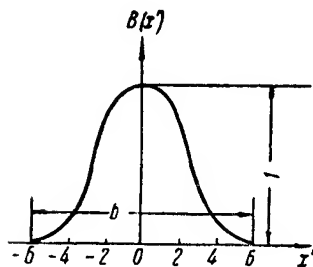


Рис. 1. Закон распределения яркости по центральному сечению пятна трубки.

Для упрощения исследования будем предполагать, что, исключая главный фактор — пишущее пятно электронно-лучевой трубки, все прочие факторы, вносящие искажения в телеметрический сигнал, не настолько велики, чтобы следовало принимать их во внимание. То есть будем считать, что объектив и пленка искажений в запись сигнала не вносят, помехи и посторонние засветки отсутствуют, развертки, синхронизация и пр. идеальны.

Кроме того, будем рассматривать центральный участок шкалы (трубки), где электронный луч имеет центральную симметрию и создаваемое им распределение яркости по экрану, также симметрично.

Для простоты также будем полагать, что объектив строит изображение на пленке с коэффициентом увеличения, равным единице.

Абсолютная величина зоны размытости на пленке зависит от экспозиции и, теоретически, может меняться от нуля до величины максимального диаметра пишущего пятна (рис. 1).

На рис. 1 дан график кривой (а в таблице 1 значения, полученные экспериментально) распределения яркости по центральному сечению пятна $B_1(x')$ для трубки типа 13ЛО37 с бело-голубым свечением экрана, на модулятор которой подано напряжение $U=15$ в при полном возбуждении люминофора экрана.

Значения $B_1(x')$ симметричны относительно центра пятна и нормированы, то есть максимальное значение яркости $B_1(0)=1$.

Таблица 1.

x'	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6
$B_1(x')$	1	0,99	0,96	0,875	0,74	0,6	0,44	0,275	0,165	0,09	0,035	0,01	0

Примечание. Одно деление x' соответствует 0,076 мм.

Как показал эксперимент, подобный ход кривой распределения яркости (рис. 1) характерен для большинства статических электронно-лучевых трубок. Отличаются они друг от друга в основном лишь абсолютной величиной своих пишущих пятен.

В связи с этим существенным является вопрос, что понимать под диаметром пишущего пятна и какие ошибки он вносит при записи?

О форме и размерах пишущего пятна в телеметрии

При расчетах в телевидении принято условно принимать диаметр пятна, равным измеренному на уровне $\frac{1}{e}$ от максимальной яркости в кривой распределения яркости $B_1(x')$.

В ряде работ [2] сказано, что для статических трубок величина этого диаметра остается постоянной при изменении напряжения на модуляторе. И действительно, для большинства статических электронно-лучевых трубок величина диаметра пятна, измеренного на уровне $\frac{1}{e}$, если и не остается постоянной, то растет с ростом напряжения на модуляторе (в некоторой области напряжений) незначительно (рис. 3 кривая а). Однако было бы ошибочно в телеметрии пользоваться таким понятием диаметра пятна.

Визуальное наблюдение и фотографирование пишущего пятна электронно-лучевой трубки убеждают нас в том, что диаметр пятна весьма значительно растет с ростом напряжения на модуляторе.

Причину этого явления легко объяснить, если совместно рассмотреть засвечивающее действие пятна трубки и наступающее вследствие этого почернение пленки.

Рассмотрим, например, процесс фотографирования неподвижного пятна, создаваемого трубкой, на фотопленку. Для простоты положим, что его диаметр d_e не меняется при изменении напряжения на модуляторе.

Если бы почернение пленки было пропорционально яркости, то закон распределения почернения пленки отражал бы закон распределения яркости по пятну и отсчет размера диаметра пятна на уровне $\frac{1}{e}$ (или на каком-либо другом постоянном уровне) был бы постоянен при изменении напряжения на модуляторе и такая величина d_e была бы приемлема при расчетах. Однако, как известно [4], почернение пленки в области нормальных почернений пропорционально *логарифму* яркости и, следовательно, закон почернения пленки не отражает закона распределения яркости, а поэтому и величина диаметра пятна на уровне $\frac{1}{e}$ в кривой почернения при изменении напряжения на модуляторе не будет постоянна. Поясним это графически. Изобразим (рис. 2) кривые распределения фотометрической яркости $B(x')$ для каких-либо двух значений напряжения на модуляторе U . Выберем $U_2 = 2U_1$. При этом максимальное значение кривой B_2 будет в два раза больше максимального значения кривой B_1 , так как на основании экспериментальных данных известно, что в широком интервале плотностей тока яркость свечения экрана пропорциональна плотности тока луча. Поэтому распределение плотности тока $I(x')$ характеризует свечение пятна трубки. Модуляционную характеристику трубки мы считаем линейной.

Величина диаметра пятна, измеренная на уровне $\frac{1}{e}$ от максимальной величины яркости, для обеих кривых одинакова и равна $d_e(B)$. На рис. 2 изображены также кривые, отражающие закон почернения пленки соответственно для двух значений фотометрической яркости B_1 и B_2 (кривые S_1 и S_2).

Кривые S_1 и S_2 вычерчены в предположении, что пленка начинает реагировать на какую-то минимальную яркость $B_{мин}$. Уровень этой начальной яркости зависит от экспозиции и мо-

жет быть выбран в нашем рассмотрении на кривой распределения яркости $B(x')$ произвольно (конечно, для обеих кривых B_1 и B_2 начальная яркость $B_{мин}$ будет одинакова).

Как видно из рис. 2, величины диаметров, измеренные на уровне $\frac{1}{e}$ по кривым почернения S_1 и S_2 , неодинаковы и равны соответственно $d_e(S_1)$ и $d_e(S_2)$. Причем $d_e(S_2) > d_e(S_1)$.

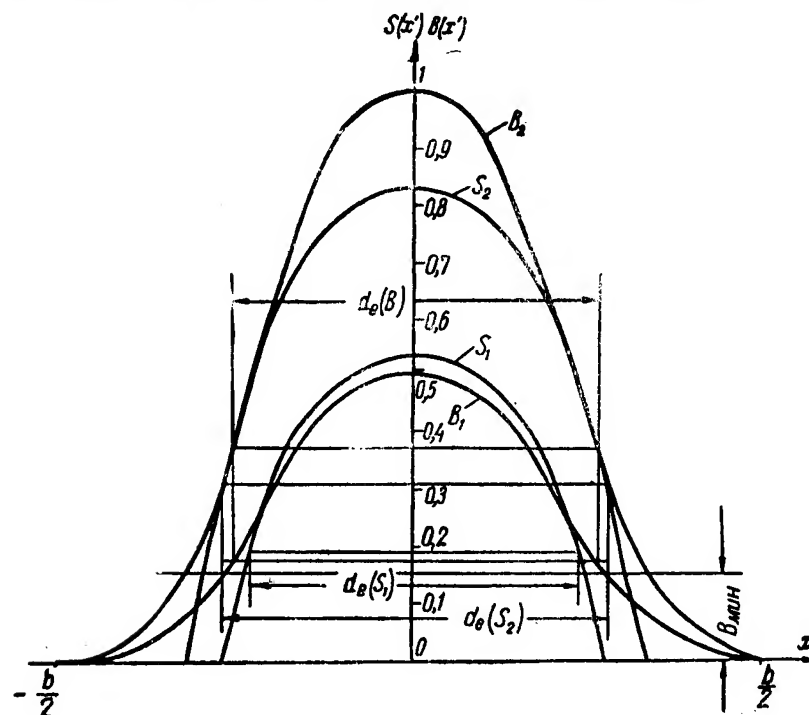


Рис. 2. Кривые фотометрической яркости неподвижного луча и соответствующие им кривые почернения пленки при различном U и неизменной экспозиции.

Увеличение диаметра пишущего пятна с ростом напряжения на модуляторе легко объясняется и физически, так как пленка начинает реагировать (при некоторой экспозиции) на определенную яркость, то с ростом напряжения на модуляторе (и, следовательно, увеличением абсолютной яркости пятна) такая минимальная яркость в лятне трубки будет отодвигаться к периферии пятна, засвечивая более удаленные от центра

пятна участки. Максимальное же почернение (пропорциональное логарифму яркости) растет не так быстро, что и вызывает увеличение абсолютных размеров пишущего пятна.

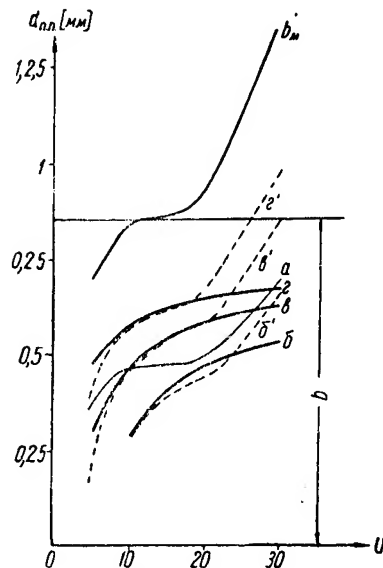


Рис. 3. Зависимость диаметра пишущего пятна от напряжения на модуляторе трубки 13ЛО37 $d_{пп} = f(U)$: а — диаметр на уровне $\frac{1}{e}$; б, в, г — теоретический диаметр пишущего пятна соответственно для $B_{2,мин}$, $B_{2,мин}$, $B_{1,мин}$; б', в', г' — реальный диаметр пишущего пятна.

симости $d_{пп} = f(U)$ трубки типа 13ЛО37 для трех различных значений начальной минимальной яркости $B_{мин}$. Причем экспозиция при этом выбрана так, что $B_{1,мин} = 2B_{2,мин} = 4B_{3,мин}$. Здесь же для сравнения приведены реальные кривые ($б'$, $в'$, $г'$) зависимости $d_{пп} = f(U)$ для той же трубки. Реальные кривые определены для различных напряжений на модуляторе двумя методами:

а) неподвижное, увеличенное объективом, пятно фотографировалось на пленку с постоянной экспозицией и величина диа-

Таким образом, мы установили, что при расчетах телеметрических систем нельзя пользоваться понятием «диаметра» пятна, принятым в телевидении. Необходимо ввести понятие диаметра пишущего пятна, измеряемого по кривым почернения пленки. Условимся за диаметр пишущего пятна принимать величину диаметра, измеряемого по кривой почернения пленки на уровне 0,1 от максимального значения почернения $S_{макс}$.

Выбор этого уровня отсчета условен. Выбор другого значения уровня отсчета (например 0,5 $S_{макс}$) изменил бы только абсолютные значения рассматриваемых величин, не внеся существенных изменений в характер графиков и зависимостей.

Используя это понятие диаметра пишущего пятна $d_{пп}$, можно по кривой распределения яркости $B_1(x')$ построить зависимость $d_{пп} = f(U)$.

На рис. 3 приведены теоретические кривые ($б$, $в$, $г$) зави-

метра пятна замерялась непосредственно по изображению;

б) производилось фотометрирование (специальным прибором) распределения яркости по пятну и брался отсчет на постоянном уровне, соответствующем какому-то уровню $B_{мин}$.

Оба метода дали практически совпадающие результаты.

Рассматривая теоретические кривые зависимости $d_{nn}=f(U)$, можно сделать следующие выводы:

1. Диаметр пишущего пятна весьма сильно зависит от напряжения на модуляторе и в рабочем диапазоне изменения напряжений (10—20 в) меняется на 35—40 %.

2. Максимальная величина диаметра (при любой экспозиции) не может превысить величины максимального диаметра пишущего пятна b и только стремится к ней при увеличении напряжения на модуляторе.

Если рассмотреть ход реальных кривых $d_{nn}=f(U)$, то можно отметить довольно хорошее совпадение в области малых (10—20 в) амплитуд напряжения на модуляторе и весьма значительное отличие в области больших амплитуд. Более быстрое возрастание диаметров пишущих пятен в реальном случае объясняется следующими двумя факторами:

а) наличием факта резкого увеличения абсолютных размеров пятна трубки при увеличении напряжения на модуляторе;

б) нелинейностью модуляционной характеристики трубки, которая не учитывается при построении теоретических кривых.

В связи с этим в области больших амплитуд напряжения U реальные кривые стремятся не к горизонтальной прямой, а к кривой b'_m , показывающей зависимость роста максимального диаметра пишущего пятна с ростом возбуждающего напряжения. Приведенные выше кривые рис. 3 получаются в том случае, если луч трубки фокусируется на каждом уровне подводимого модулирующего напряжения.

Воспроизведение на пленке переходной характеристики трубки; зависимость ошибок сдвига и величины зоны размытости на пленке от напряжения на модуляторе

Рассмотрим, как будет воспроизводиться на пленке фотометрическая яркость переходного участка от темного к светлому, то есть как будет воспроизводиться переходная характеристика трубки.

На рис. 5 представлен ряд расчетных кривых почернения пленки S :

$$S \equiv \lg H = \lg [B_T(t') \cdot t_s] \quad (1)$$

под воздействием фотометрической яркости переходного участка трубки при различных экспозициях t_s . При расчете использовалась переходная характеристика трубки типа 13ЛО37 (таблица 2, рис. 4) и для простоты экспозиция, соответствующую

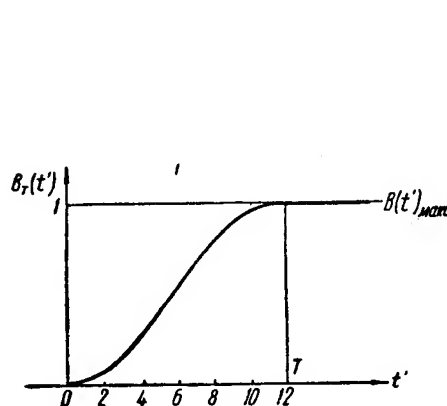


Рис. 4. Переходная характеристика большинства реальных электростатических трубок.

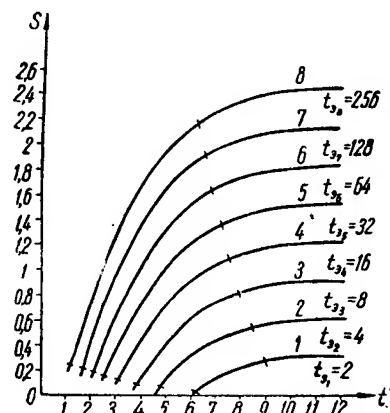


Рис. 5. Распределение почернения пленки на переходном участке в зависимости от экспозиции.

щая каждой последующей кривой, взята в два раза больше предыдущей.

Таблица 2.

t'	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$B_T(t')$	0	0,005	0,02	0,07	0,17	0,32	0,5	0,68	0,83	0,93	0,98	0,995	1

Примечание. Одно деление t' соответствует 0,076 мм.

За начальную экспозицию принято время $t_{s0} = 1$, которое необходимо для того, чтобы максимальная яркость переходного участка $B_T(T) = 1$ создала минимальное почернение $S_{мин} = 0$:

$$S_{мин} \equiv \lg [B_T(T) \cdot t_{s0}] = \lg 1 = 0. \quad (2)$$

Для кривой 1 рис. 5 экспозиция увеличена вдвое $t_{s1} = 2$ и, следовательно, минимальное почернение будет

соответствовать координате t'_1 , где фотометрическая яркость падает вдвое, то есть

$$B_T(t'_1) = \frac{1}{t_{s1}} = \frac{1}{2}.$$

По графику переходной характеристики (рис. 4) яркость $B_T(t'_1)=0,5$ соответствует точке с координатой $t'_1=6$.

Для кривой 2 экспозиция $t_{s2}=4$; $B_T(t'_2)=0,25$ и $t'_2=4,56$ и т. д.

Данные кривых почернения $S=f(t')$ рис. 5 сведены в таблицу 3.

Таблица 3.

$t' \backslash t_s$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1												0
2						0	0,134	0,22	0,27	0,292	0,3	0,301
4					0,108	0,301	0,435	0,521	0,571	0,593	0,6	0,602
8				0,135	0,408	0,602	0,736	0,873	0,872	0,874	0,9	0,903
16			0,05	0,435	0,71	0,903	1,037	1,124	1,172	1,195	1,201	1,204
32			0,35	0,736	1,01	1,205	1,337	1,424	1,474	1,495	1,503	1,505
64		0,108	0,552	1,038	1,312	1,506	1,64	1,726	1,775	1,798	1,804	1,806
128		0,408	0,952	1,338	1,613	1,807	1,94	2,027	2,075	2,099	2,105	2,108
256	0,108	0,71	1,253	1,64	1,914	2,108	2,24	2,328	2,377	2,4	2,406	2,408

На кривых рис. 5 черточками ограничена зона размытости τ_s , измеряемая временем, в течение которого почернение на пленке достигает величины от $0,1S_{\text{макс}}$ до $0,9S_{\text{макс}}$.

Для оценки величины зоны размытости на пленке и анализа ошибок сдвига, получающихся при колебании напряжения на модуляторе трубки, необходимо построить графики следующих функций в зависимости от экспозиции:

1. Положения начала зоны размытости на пленке

$$N = f(t_s).$$

За начало зоны принята координата, где почернение достигает величины $S=0,1 S_{\text{макс}}$.

2. Относительной величины зоны размытости $\tau_p = f(t_s)$, получаемой как отношение τ_s к величине диаметра пятна d_e :

$$\tau_p = \frac{\tau_s}{d_e}. \quad (3)$$

3. Относительной величины ошибок сдвига $\epsilon_k = f(t_s)$, равной отношению:

$$\epsilon_k = \frac{\epsilon_{sk}}{d_e}, \quad (4)$$

здесь ϵ_{sk} — величина сдвига начала зоны размытости N , получающегося при увеличении напряжения на модуляторе (и, следовательно, пропорционального увеличению яркости переходного участка трубки) в k -раз.

На рис. 6 представлены зависимости $N = f(t_s)$, $\tau_p = f(t_s)$ и $\epsilon_k = f(t_s)$, построенные по данным кривых рис. 5. Изменение напряжения на модуляторе полагалось равным $\kappa_1 = 2$, $\kappa_2 = 4$, $\kappa_3 = 8$.

Данные кривых рис. 6 сведены в таблицу 4.

Таблица 4.

t_s	1	2	4	8	16	32	64	128	256
$N [t']$	12	6,21	4,8	3,88	3,16	2,60	2,13	1,66	1,23
$\tau_p [\%]$	0	43,2	54,5	62	66,5	70,5	73,9	77	80,2
$\epsilon_{\kappa_1} [\%]$	90	21,7	14,5	10,9	8,8	7,7	7	6,9	6,7
$\epsilon_{\kappa_2} [\%]$	112	36,5	25,8	19,8	16	14,6	14	13,5	
$\epsilon_{\kappa_3} [\%]$	126	47	34	26,8	23,3	21,3	21		

Рассматривая кривые рис. 6, можно сделать следующие выводы. В области малых экспозиций наблюдается резкое изменение величины относительной зоны размытости τ_p (от нуля, примерно, до 40% d_e), вызываемое резким ростом диаметра пишущего пятна в этой области. Здесь также очень велики ошибки сдвига, возникающие при колебании напряжения на

модуляторе. Так, при увеличении напряжения на модуляторе в $\kappa=4$ раза, сдвиг границы отсчета может достигать величины d_e .

С точки зрения уменьшения ошибок отсчета эта область является наилучшей, так как абсолютная величина перехода

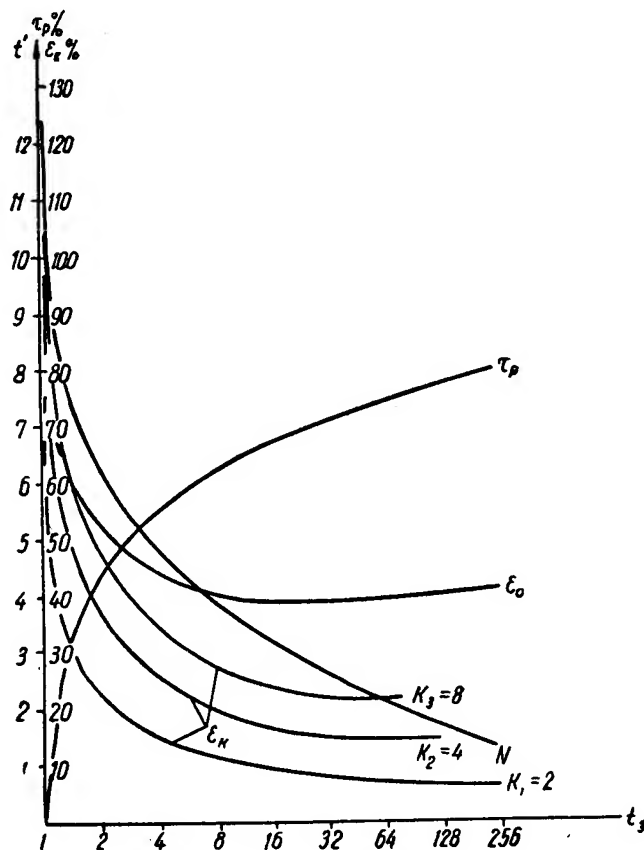


Рис. 6. Зависимость $N_k = f(t_3)$, $\tau_p = f(t_3)$, $\epsilon_k = f(t_3)$ и $\epsilon_0 = f(t_3)$ для трубки типа 13ЛЮ37.

от светлого к темному здесь наименьшая. Однако большие ошибки сдвига при нестабильной амплитуде сигнала и опасность полного исчезновения записи при случайном уменьшении сигнала, экспозиции или каких-либо других причин (проявления) делают эту область экспозиций *негодной* для работы.

Область больших экспозиций также неудобна для работы, так как незначительный выигрыш при отсчете показаний за счет уменьшения ошибок сдвига (относительно области средних экспозиций) перекрывается проигрышем из-за увеличения зоны размытости. Кроме того, при больших экспозициях возникают большие почернения, и появляется опасность ухода с линейного участка характеристической кривой пленки и переход в область передержек, что внесет дополнительные искажения в запись.

Выбор области наилучших экспозиций и расчет ошибок отсчета параметра удобнее всего производить по графикам максимальных ошибок отсчета ϵ_0 (ϵ_0 измеряется в процентах d_e), которые могут быть построены по кривым $\tau_p = f(t_s)$ и $\epsilon_k = f(t_s)$:

$$\epsilon_0 = \alpha \tau_p + \epsilon_k, \quad (5)$$

здесь α — коэффициент, учитывающий особенности процесса дешифровки (увеличение фотограмм, опыт дешифровщика и т. п.).

Так, например, если положить, что в системе амплитуда на модуляторе выходного устройства может меняться в четыре раза и оператор — дешифровщик определяет границу отсчета параметра с точностью до трети зоны размытости ($\alpha = 1/3$), то максимальная ошибка отсчета ϵ_0 может быть вычислена по формуле:

$$\epsilon_0 = \frac{1}{3} \tau_p + \epsilon_k. \quad (6)$$

График зависимости $\epsilon_0 = f(t_s)$ для этого случая представлен на рис. 6 (кривая ϵ_0). Как видно из полученной кривой, область приемлемых экспозиций довольно широка, а наименьшие ошибки в отсчете показаний будут тогда, когда начало границы почернений будет приходиться на область переходной характеристики с координатами $t' \approx 3 \div 4$.

Изменение количества освещения пленки H при неизменной экспозиции зависит от изменения величины мгновенной яркости пятна трубки, зависящей в свою очередь от напряжения на его модуляторе. Поэтому ось абсцисс рис. 6 можно рассматривать, как ось модулирующих напряжений и считать отклонения ϵ , как ошибку, возникающую при колебаниях амплитуды входного сигнала.

Зная закон $B_T(l')$ и вычисляя величины τ_p и ϵ_k , можно для любой телеметрической системы рассчитать возникающие ошибки в отсчете показаний, обязанные своим происхождением только апертуре электронно-лучевой трубки.

Методы коррекции апертурных искажений

Теория расчета схем апертурной коррекции в телевидении основана на следующих исходных положениях. Зная распределение энергии по сечениям разлагающих элементов: объектива, передающей и приемной трубок, а также параметры электрического канала, строят переходную характеристику телевизионной системы (рис. 7, кривая 1) представляющую собой

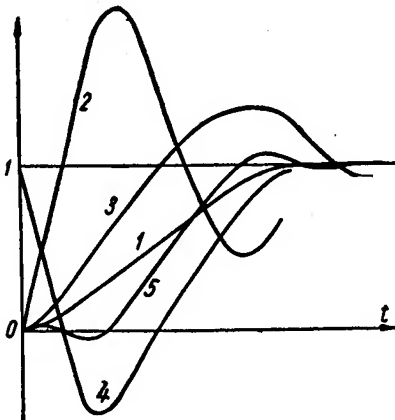


Рис. 7. Кривые, поясняющие принцип апертурной коррекции в телевидении.

изменение яркости вдоль строки на экране приемной трубки при передаче предельно резкой границы темно-светлого поля, [1]. Средняя крутизна этой характеристики непосредственно отражает величину и характер искажений, вносимых телевизионной системой.

Чем больше будет крутизна переходной характеристики системы, тем меньше будет зона размытости, тем выше будет качество телевизионной передачи. Для повышения крутизны этой «исходной» характеристики в тракт передачи включают два дополнительных корректирующих четырехполюсника, один из которых служит для выравнивания по диапазону частотной

характеристики, другой — для исправления создаваемых при коррекции фазовых искажений [3].

Первый четырехполосник имеет переходную характеристику с большим положительным выбросом и с более коротким временем установления, чем у «исходной» характеристики системы (рис. 7, кривая 2). На практике—это дополнительный каскад видеоусилителя с простой схемой коррекции. Однако нелинейность фазовой характеристики такого каскада вызывает в «скорректированной» переходной характеристике системы (рис. 7, кривая 3) недопустимо большой положительный выброс (примерно 30%), который и снижается до допустимой величины (примерно 5%) применением второго корректирующего четырехполосника, состоящего из определенного сочетания фазовых контуров, переходная характеристика которого имеет отрицательный выброс (рис. 7, кривая 4).

Результирующая переходная характеристика системы, таким образом, получается с большей крутизной относительно «исходной» (хотя и меньшей, чем у «скорректированной») и обладает допустимыми положительными и отрицательными выбросами (рис. 7, кривая 5).

Существующие другие методы апертурной коррекции (например, метод алгебраического суммирования составляющих) действуют приблизительно по такому же принципу, то есть увеличение крутизны результирующей переходной характеристики достигается за счет понижения начальной ее части отрицательными выбросами сигнала и повышением ее последующей части за счет положительных выбросов сигнала.

Для телеметрических систем в подобные методы расчета и оценку полученных результатов необходимо внести существенные коррективы.

Во-первых, в выходных устройствах телеметрических систем, как правило, трубка до прихода сигнала заперта и, следовательно, в момент прихода сигнала изменение яркости на экране представляет собою переход от черного к светлому. По условиям вышеизложенных методов коррекции в какой-то момент перед приходом сигнала на трубку должен быть подан отрицательный сигнал, который должен снизить начальную яркость на переходной характеристике. Физически это неосуществимо, так как отрицательному выбросу должна соответствовать какая-то отрицательная яркость. В этом случае коррекция апертурных искажений трубки может быть осуществлена только за счет положительного выброса в сигнале на модуляторе и при оценке получающегося выигрыша в крутизне

(надо учитывать только «скорректированную» характеристику).

Этот вывод справедлив и для телевизионных систем при рассмотрении переходов от черного к светлому.

Во-вторых, определять ширину зоны размытости по уровням 0,1 и 0,9 от *установившегося* значения в телеметрии неудобно. На практике верхний предел трудно поддается отсчету при расшифровке. Необходимо вести отсчет по уровням 0,1÷0,9 от максимального значения почернения зоны переходного участка.

В-третьих, необходимо учитывать реальный диаметр пику пятна $d_{пп}$, а не постоянный диаметр d_e .

Необходимо также учитывать особенность приемной трубки, заключающуюся в том, что сигналы на ее модуляторе имеют большие амплитуды и, поскольку для эффективной коррекции корректирующие выбросы по величине должны быть одного порядка с амплитудой входного сигнала, при коррекции возникают значительные трудности по обеспечению работы на линейном участке сеточной характеристики трубки.

Все эти факторы действуют в сторону ухудшения качества записи телеметрической системы, так как увеличивают абсолютную величину зоны размытости.

Если даже их не учитывать, то, как показано в соответствующей литературе [3], при оптимальных соотношениях корректирующих схем и двойном выбросе корректирующего сигнала выигрыш во времени установления для реальной «исходной» характеристики не превышает 34,2% (при положительном выбросе в 32%).

Если же учесть вышеизложенные факторы, действующие в телеметрических системах, то выигрыш во времени установления при применении подобных методов коррекции получается значительно меньшим. Однако, учитывая специфические особенности записи и расшифровки в некоторых телеметрических системах, можно значительно уменьшить абсолютную величину зоны размытости, от которой, в конечном итоге, зависит точность отсчета показаний.

Подобной особенностью может служить тот факт, что отсчет параметра производится по переднему фронту нарастания сигнала на фотограмме и для дешифровки совершенно безразлично, как ведет себя сигнал в дальнейшем. Другими словами, в телеметрии наиболее важно отметить момент прихода сигнала наиболее резкой и узкой границей на фотограмме, не заботясь о ее дальнейшем ходе. Учтя эту особенность, можно

предложить новый метод снижения абсолютной величины зоны размытости на фотограмме.

Данный метод вообще устраняет апертурные искажения за счет движения развертки и оставляет только искажения, вызываемые распределением энергии электронов по сечению луча.

Суть метода заключается в следующем.

В обычных индикаторах телеметрических систем с модуляцией сигнала по яркости каждая светящаяся точка экрана возбуждается лучом очень короткое время (сравнительно со временем, необходимым для полного возбуждения люминофора), яркость сигнала получается малой и для нормальной работы устройства приходится резко увеличивать ток луча. Это приводит к ряду неприятностей: увеличивается размер пишущего пятна и, следовательно, резко растут апертурные искажения, ухудшаются условия фокусировки, возникает необходимость в высоких питающих напряжениях и т. п. Напомним, что зона размытости резкой границы в этом случае примерно равна ширине пишущего пятна b (рис. 1).

Если же в момент прихода сигнала на модулятор остановить развертку трубки, а по истечении некоторого времени опять ее включить, то на экране появится яркая точка, отражающая закон распределения плотности тока в луче $I(x')$.

Яркость центра этой точки получится много больше яркости точки линии при обычном методе записи, так как люминофор экрана в случае остановки развертки возбуждается более длительное время. Яркость при этом получается примерно во столько раз большая, во сколько время остановки развертки больше времени прохождения лучом половины своего диаметра b .

Получив таким образом возможность резкого увеличения яркости пишущей точки, можно получить необходимую яркость сигнала на экране трубки при малых напряжениях на модуляторе, то есть существенно уменьшить эффективный диаметр пишущего пятна. Выигрыш в уменьшении зоны размытости в этом случае получается больше, чем в два раза, так как кроме существенного уменьшения абсолютной величины диаметра пятна зона размытости будет уже менее $\frac{b}{2}$, потому что максимальное почернение пленки будет соответствовать центру пишущего пятна.

Произвести остановку развертки можно различными путями. Например, создать в момент прихода сигнала дополнительное пилообразное напряжение необходимой амплитуды и,

сложив его с основным развертывающим напряжением в обратной фазе, подать суммарное напряжение на отклоняющее устройство трубки.

В течение всего времени остановки луча на модуляторе должен присутствовать подсвечивающий сигнал.

Идея создания разверток с переменными скоростями за счет суммирования двух пилообразных напряжений существует давно. Так, в радиолокационной технике на этом принципе создана так называемая «электронная лупа», позволяющая на индикаторе получить участок с повышенной скоростью развертывания.

Однако получение такого рода ускоренных (замедленных) участков возможно только для простейшего вида разверток и связано с большими схемными трудностями при наладке аппаратуры. Кроме того, возникают дополнительные трудности в отсчете показаний по шкале на развертке после ускоренного участка [5]. Много проще и удобнее производить модуляцию скорости развертки на специальной электронно-лучевой трубке с дополнительной парой отклоняющих пластин. (В телеметрических устройствах обычно применяются трубки с электростатическим отклонением луча, поэтому речь идет об отклоняющих пластинах). Трубка с дополнительной парой отклоняющих пластин позволяет очень просто решить вопрос о создании ускоренных (замедленных) участков на развертке для любого типа разверток, не создавая дополнительных трудностей отсчета по всей шкале и, кроме того, дает возможность решить ряд других радиотехнических задач.

Конструкция предлагаемой электронно-лучевой трубки ничем не отличается от конструкции обычных электростатических трубок, за исключением дополнительной пары отклоняющих пластин, помещенных на оси трубки до обычных пластин и расположенных параллельно горизонтально-отклоняющим пластинам трубки (рис. 8-а).

Если в индикаторе нет необходимости в отклонении луча поперек линии развертки, то конструкцию трубки можно упросто-

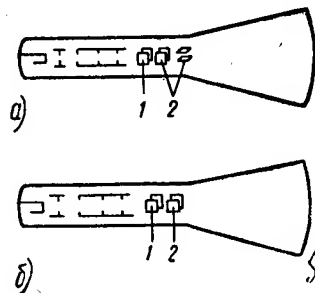


Рис. 8. Электростатическая трубка с дополнительной парой отклоняющих пластин: 1 — дополнительные пластины, 2 — обычные отклоняющие пластины.

тить, повернув в обычной трубке вертикально-отклоняющие пластины на 90° и подставив их параллельно горизонтальным (рис. 8-б).

Для получения на экране такой трубки участка развертки с замедленной (повышенной) скоростью, достаточно в нужный момент подать на дополнительную пару пластин пилообразное напряжение необходимой амплитуды в противофазе с основным развертывающим напряжением, действующим на обычных отклоняющих пластинах. Под действием полей двух пар отклоняющих пластин электронный луч начнет отклоняться медленнее (быстрее), создавая замедленный участок развертки. Данная скорость будет поддерживаться до тех пор, пока

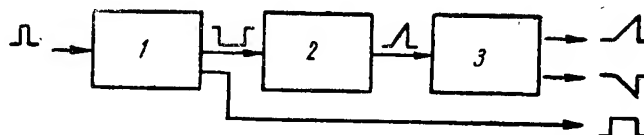


Рис. 9. Блок-схема устройства, позволяющего повышать качество записи в телеметрии: 1 — электронное реле, определяющее время остановки луча, 2 — генератор пилообразного напряжения (разрядная лампа), 3 — двухтактный усилитель пилообразного напряжения.

действует напряжение на дополнительной паре пластин. После снятия пилообразного напряжения с этой пары луч будет отклоняться только за счет напряжения на обычных отклоняющих пластинах и шкала отсчета таким образом дополнительно не искажается.

Обычное и дополнительное развертывающие напряжения схемно не связаны и, следовательно, легко получаются и регулируются. Соответствующей регулировкой дополнительного развертывающего напряжения легко достигается остановка развертки.

Практически преобразование короткого импульса сигнала в необходимые напряжения можно произвести в устройстве, описываемом следующей блок-схемой (рис. 9).

Первый каскад устройства (обычное электронное реле) удлиняет пришедший сигнал до необходимой величины (он определяет время задержки луча) и подает его на модулятор.

Второй каскад создает пилообразное напряжение, возникающее в момент прохода сигнала на вход устройства и действующее в течение всего времени задержки. Схемно — это нормально открытая разрядная лампа, запирающаяся отрица-

тельным импульсом электронного реле. Полученное пилообразное напряжение усиливается двухтактным усилителем и поступает на дополнительную пару отклоняющих пластин.

Особенностью схемы является связь в канале пилы по постоянному току для устранения ошибок в записи при наличии шумов.

Данная схема остановки развертки была практически выполнена и помимо уже указанных преимуществ по сокращению зоны размытости обладала еще и следующими достоинствами. Постоянство напряжения на модуляторе, независимо от амплитуды входного сигнала, создает одинаковые условия для отсчета фронта как у опорных сигналов, так и у сигналов параметра, что существенно снижает ошибки записи. Улучшились условия фокусировки. В общем тракте системы схемы коррекции видеоканала могут быть настроены только из расчета коррекции фронта сигнала, не заботясь о коррекции апертурных искажений.

К недостатку данного метода повышения качества записи надо отнести сравнительно большее мешающее действие шумов. Сбои сигнала за счет импульсов помех будут во столько раз больше, во сколько время остановки развертки больше длительности импульса сигнала на входе системы. Однако уже при незначительном превышении сигнала над эффективным значением шума (в 1,5—2 раза) можно выбрать такой разумный уровень ограничения входного сигнала по минимуму, что телеметрическая система с остановкой луча будет работать вполне удовлетворительно.

Помехоустойчивость системы в этом случае повышается, так как между соседними импульсами сигнала существует сильная корреляционная связь, а ограничение изменяет функцию распределения шумов таким образом, что наиболее интенсивная часть шумов не может оказывать воздействия на систему.

Предварительные опыты, проведенные автором по улучшению качества записи, позволяют сделать заключение о перспективности данного метода коррекции апертурных искажений в телеметрии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Я. А. Рыфтин, К оценке разрешающей способности передающих телевизионных трубок, Сборник, посвященный 70-летию академика Иоффе, Изд. АН СССР, 1950.

2 и 3. С. А. Суслонов, Коррекция искажений в телевизионной системе определяющих четкость передаваемых изображений, Диссертация, ЛЭТИ, 1952.

4. В. М. Прокофьев, Фотографические методы количественного спектрального анализа металлов и сплавов, ч. II, гл. I, Фотопластинка и ее свойства, М.—Л., Гостехиздат, 1951.

5. В. П. Благовещенский, Основы радиотехники сверхвысоких частот, Судпромгиз, 1952, стр. 355—356.

СОГЛАСОВАНИЕ УЧАСТКОВ ВОЛНОВОДА С ВОЗДУШНЫМ И БИКОМПЛЕКСНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ПРИ ПЛОСКОЙ ГРАНИЦЕ РАЗДЕЛА

Канд. техн. наук Л. К. Михайловский.

В практической сверхвысокочастотной радиотехнике нередко возникают задачи построения эквивалентов антенн, различного рода поглотителей, аттенюаторов, фазовращателей и других устройств со входным сопротивлением, равным волновому сопротивлению соответствующих волноводов.

Это достигается в большинстве случаев эмпирическим путем за счет подбора оптимального плавного перехода от волновода с воздушным заполнением к волноводу с рабочим заполнением.

Осуществить за счет плавных переходов хорошее согласование даже в трехсантиметровом диапазоне часто оказывается кропотливой и трудоемкой задачей. При работе же на волнах миллиметрового диапазона получение хорошего согласования еще больше затрудняется и работа по созданию переходов приобретает ювелирный характер. В миллиметровом диапазоне оптимальным было бы получение такого перехода, при котором поверхность раздела между воздушным и рабочим заполнением была бы плоской и перпендикулярной к оси волновода, а согласование достигалось за счет равенства волновых сопротивлений участков, лежащих слева и справа от плоскости раздела.

В связи с этим в настоящей работе рассматриваются условия согласования двух полубесконечных участков волновода, причем один из этих участков считается заполненным воздухом, а второй — бикомплексной средой. Поверхность раздела между участками полагается плоской и перпендикулярной к оси волновода (рис. 1).

В качестве вспомогательного материала в статье приводятся формулы для расчета диэлектрической и магнитной проницаемости вещества при измерениях на волнах типа Е.

Вывод условий согласования

Рассмотрим задачу в общем виде. Пусть имеется бесконечный волновод частично с воздушным и частично с бикомплексным заполнениями (рис. 1). Поверхность раздела — плоскость, перпендикулярная к оси волновода*.



Рис. 1. Граница раздела полубесконечных участков волновода с воздушным и бикомплексным заполнением.

Обозначим диэлектрическую и магнитную проницаемость воздуха через ϵ_0 и μ_0 , а диэлектрическую и магнитную проницаемости бикомплексной среды [2] через

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'', \quad (1)$$

$$\mu = \mu' - j\mu''. \quad (2)$$

Нетрудно показать, что волновое сопротивление волновода, заполненного бикомплексной средой, определяется следующим образом:

на волнах типа Е:

$$Z_E = \left(\frac{E_x^2 + E_y^2}{h_x^2 + h_y^2} \right)^{1/2} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} = \rho \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{1/2}, \quad (3)$$

на волнах типа Н:

$$Z_H = \left(\frac{E_x^2 + E_y^2}{h_x^2 + h_y^2} \right)^{1/2} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \frac{1}{\rho} \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{1/2}, \quad (4)$$

где: E_x, E_y, h_x, h_y — поперечные составляющие электрического и магнитного полей волны;

ω — круговая частота;

γ — постоянная распространения.

Причем:

$$\gamma = jk_1\rho, \quad (5)$$

* Частная задача подобного согласования в круглом волноводе в случае, когда рабочей средой является диэлектрик без потерь, разобрана в работе [1].

$$p = \left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 \right]^{1/2},$$

$$k_1 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda_0} (\mu_1 \varepsilon_1)^{1/2}, \quad (6)$$

где λ_0 — длина волны в воздухе.

$$\mu_1 = \frac{\mu}{\mu_0} = \mu'_1 - j\mu''_1 = \mu'_1 (1 - j \operatorname{tg} \delta_\mu), \quad (7)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \varepsilon'_1 - j\varepsilon''_1 = \varepsilon'_1 (1 - j \operatorname{tg} \delta_\varepsilon). \quad (8)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{(\mu_1 \varepsilon_1)^{1/2}}. \quad (9)$$

Критическая длина волны $\lambda_{кр}$ определяется типом волны и геометрическими размерами волновода.

Волновые сопротивления для участка волновода с воздушным заполнением являются частным случаем выражений (3) и (4) при $\varepsilon = \varepsilon_0$ и $\mu = \mu_0$. Таким образом, для волн типа Е имеем:

$$Z_{E_0} = \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon_0} = p_0 \left(\frac{\mu_0}{\varepsilon_0} \right)^{1/2} \quad (10)$$

и для волн типа Н:

$$Z_{H_0} = \frac{j\omega\mu_0}{\gamma} = \frac{1}{p_0} \left(\frac{\mu_0}{\varepsilon_0} \right)^{1/2}, \quad (11)$$

где

$$p_0 = \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2 \right]^{1/2}.$$

Рассмотрим случай согласования на волнах типа Е. Для равенства волновых сопротивлений участков волновода с воздушным и бикомплексным заполнениями должны иметь место следующие соотношения:

$$\operatorname{Re} Z_E = Z_{E_0}, \quad (12)$$

$$\operatorname{Im} Z_E = 0, \quad (13)$$

Произведя ряд несложных преобразований выражения (13) совместно с выражениями (3), (5), (7), (8) и (9), можно найти условие отсутствия реактивной составляющей у входного сопротивления участка волновода с бикомплексной средой. Оно имеет вид:

$$\operatorname{tg} \delta_\mu = \operatorname{tg} \delta_\varepsilon \left(1 - \frac{2 \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}{\mu'_1 \varepsilon'_1 (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_\varepsilon)} \right). \quad (14)$$

На основании выражения (12), решенного совместно с (3), (5), (7) и (10), находится условие согласования активных составляющих волновых сопротивлений.

Оказывается, что это согласование возможно в случае, когда:

$$\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} = \left(\frac{1 - \frac{\mu'_1}{\epsilon'_1} \frac{1 + \operatorname{tg} \delta_\epsilon \operatorname{tg} \delta_\mu}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_\epsilon}}{1 - \frac{1}{(\epsilon'_1)^2} \frac{1 - \operatorname{tg}^2 \delta_\epsilon}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_\epsilon)^2}} \right)^{1/2}. \quad (15)$$

Поскольку в любом рабочем волноводе всегда

$$\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} < 1, \quad (16)$$

то при $\epsilon'_1 > 1$ и $\operatorname{tg} \delta_\epsilon \leq 1$ на основании (15) согласование на волне типа Е может быть только в случае, если:

$$\mu'_1 < \epsilon'_1 \quad (17)$$

и

$$\mu'_1 \epsilon'_1 > 1. \quad (18)$$

На волнах типа Н решение задачи согласования оказывается совершенно подобным, и соотношения, эквивалентные выражениям (14) и (15), будут иметь вид:

$$\operatorname{tg} \delta_\epsilon = \operatorname{tg} \delta_\mu \left(1 - \frac{2 \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}{\mu'_1 \epsilon'_1 (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_\mu)} \right), \quad (19)$$

$$\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} = \left(\frac{1 - \frac{\epsilon'_1}{\mu'_1} \frac{1 + \operatorname{tg} \delta_\epsilon \operatorname{tg} \delta_\mu}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_\mu}}{1 - \frac{1}{(\mu'_1)^2} \frac{1 - \operatorname{tg}^2 \delta_\mu}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_\mu)^2}} \right)^{1/2}. \quad (20)$$

При $\mu'_1 > 1$ и $\operatorname{tg} \delta_\mu \leq 1$ согласование на волне Н возможно, если:

$$\mu'_1 > \epsilon'_1, \quad (21)$$

и

$$\mu'_1 \epsilon'_1 > 1. \quad (22)$$

Заметим, что известные условия согласования двух безграничных сред могут быть получены как частные случаи соотношений (14), (15), (19) и (20) при $\lambda_{кр} = \infty$.

**Необходимые параметры бикомплексной среды для
широкополостного согласования**

Отметим такой существенный факт, что волновые сопротивления как волноводов с волнами типа Е, так и волноводов с волнами типа Н при заполнении их средой с

$$\text{и} \quad \left. \begin{aligned} \mu_1' \epsilon_1' &> 10 \\ \text{tg } \delta_\mu &\approx \text{tg } \delta_\epsilon, \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

оказываются примерно равными волновому сопротивлению данной безграничной среды.

Действительно, поскольку для обычных волноводов отношение рабочей и критической длины волны $\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}$ имеет величину около $0,7 \div 0,9$, то при

$$\frac{1}{\mu_1' \epsilon_1'} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2 \ll 1. \quad (24)$$

На основании выражений (3) и (4):

$$[Z_E]_{\mu_1' \epsilon_1' > 10} \approx \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{\mu_1'}{\epsilon_1'} \right)^{1/2}, \quad (25)$$

$$[Z_H]_{\mu_1' \epsilon_1' > 10} \approx \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{\mu_1'}{\epsilon_1'} \right)^{1/2}. \quad (26)$$

Объединяя полученные результаты, можем определить условие согласования на волнах типа Е следующим образом.

Согласование двух участков волновода (рис. 1) на волнах типа Е будет иметь место в случае, если параметры бикомплексной среды удовлетворяют соотношениям (14), (15), (17) и (18). В случае же, если эта среда удовлетворяет и соотношениям (23), условие согласования можно определить более простым требованием—равенства волнового сопротивления безграничной бикомплексной среды волновому сопротивлению рабочего волновода (с воздушным заполнением). Далее следует, что поскольку волновое сопротивление волновода, заполненного данной бикомплексной средой, практически не зависит от рабочей длины волны, то при изменении длины волны диапазон согласования (полоса) будет главным образом определяться изменением волнового сопротивления волновода

с воздушным заполнением. Частотная характеристика согласования в данном случае может быть рассчитана по формуле [3]:

$$\left. \begin{matrix} KCB \\ KBB \end{matrix} \right\} = \frac{Z_E}{Z_{E_0}},$$

то есть на основании (25) и (10):

$$\left. \begin{matrix} KCB \\ KBB \end{matrix} \right\} \approx \frac{1}{p_0} \left(\frac{\mu'_1}{\epsilon'_1} \right)^{1/2}. \quad (27)$$

На основании этого соотношения при $\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \approx 0,7$ бикомплексная среда должна иметь:

$$\epsilon'_1 \approx 2\mu'_1. \quad (28)$$

Таким образом, возможность осуществления оптимального согласования на волнах типа Е сводится к созданию специальной бикомплексной среды со следующими параметрами:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta_\epsilon &\approx \operatorname{tg} \delta_\mu, \\ \mu'_1 \epsilon'_1 &> 10, \\ \epsilon'_1 &\approx 2\mu'_1. \end{aligned} \quad (29)$$

Аналогичная среда, обеспечивающая согласование при плоской границе раздела на волнах типа Н должна иметь:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta_\epsilon &\approx \operatorname{tg} \delta_\mu, \\ \mu'_1 \epsilon'_1 &> 10, \\ \mu'_1 &\approx 2\epsilon'_1. \end{aligned} \quad (30)$$

Частотная характеристика в этом случае может быть рассчитана по формуле:

$$\left. \begin{matrix} KCB \\ KBB \end{matrix} \right\} = \frac{Z_H}{Z_{H_0}} \approx p_0 \left(\frac{\mu'_1}{\epsilon'_1} \right)^{1/2}. \quad (31)$$

Определение магнитной и диэлектрической проницаемости бикомплексной среды на волнах типа Е

При определении магнитной и диэлектрической проницаемости бикомплексной среды из эксперимента обычно получаем величину постоянной распространения γ и величину волнового сопротивления Z участка волновода, заполненного данной средой.

Выражение для ϵ_1 получим на основании (3), (5) и (10):

$$\frac{Z_E}{\gamma Z_{E_0}} = \frac{\lambda_0}{\epsilon_1 2\pi p_0}, \quad (32)$$

откуда

$$\epsilon_1 = -j \frac{\gamma}{\frac{Z_E}{Z_{E_0}}} \frac{\lambda_0}{2\pi p_0}. \quad (33)$$

На основании тех же соотношений находим выражение для μ_1 :

$$\mu_1 = -j \frac{\lambda_0 p_0}{2\pi} \frac{Z_E}{Z_{E_0}} \gamma + \frac{1}{\epsilon_1} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp}} \right)^2. \quad (34)$$

В инженерных расчетах часто более желательно иметь связь действительных компонент μ_1 и ϵ_1 с действительными компонентами γ и Z .

Считая, что:

$$Z_E = R + jX \quad (35)$$

и

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (36)$$

на основании (3), с учетом (8) и (35), получаем:

$$\operatorname{tg} \delta_s = \frac{\alpha R + \beta X}{\beta R - \alpha X} \quad (37)$$

и

$$\epsilon'_1 = \frac{\alpha \operatorname{tg} \delta_s + \beta}{\epsilon_0 \omega R (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_s)}. \quad (38)$$

В случае, когда волновое сопротивление участка волновода, заполненного бикомплексной средой, равняется волновому сопротивлению волновода с воздушным заполнением, соотношения (37) и (38) примут вид:

$$\operatorname{tg} \delta_s = \frac{\alpha}{\beta}, \quad (39)$$

$$\epsilon'_1 = \frac{\beta}{\omega \epsilon_0 Z_{E_0}}. \quad (40)$$

Выражения для μ'_1 и $\operatorname{tg} \delta_\mu$ находятся на основании (5) с учетом (7), (8) и (36):

$$\operatorname{tg} \delta_\mu = \frac{1 - k \operatorname{tg} \delta_\varepsilon}{k + \operatorname{tg} \delta_\varepsilon}, \quad (41)$$

где

$$k = \frac{\beta}{2\alpha} - \frac{\alpha}{2\beta} + \frac{2}{\alpha\beta} \left(\frac{\pi}{\lambda_{\kappa p}} \right)^2$$

и

$$\mu'_1 = \frac{\alpha\beta}{2\varepsilon_1 \left(\frac{\pi}{\lambda_0} \right)^2 (\operatorname{tg} \delta_\varepsilon + \operatorname{tg} \delta_\mu)}. \quad (42)$$

Результаты экспериментальной проверки условий согласования

Была создана установка, позволяющая сделать проверку полученных выше выводов на волне типа E_{01} в трехсантиметровом диапазоне длин волн. Проверка производилась на волне типа E_{01} в связи с тем, что магнитная проницаемость имевшегося в нашем распоряжении материала с $\operatorname{tg} \delta_\varepsilon \approx \operatorname{tg} \delta_\mu$ была меньше, чем его диэлектрическая проницаемость.

В результате эксперимента было получено согласование с $KCB < 1,1$ при $\frac{\lambda_0}{\lambda_{\kappa p}} = 0,895$. Измеренные при согласовании и рассчитанные с помощью соотношений (37) ÷ (42) параметры материала оказались следующими:

$$\mu_1 = 2,1 (1 - j0,077),$$

$$\varepsilon_1 = 9,8 (1 - j0,083).$$

Таким образом, была экспериментально доказана возможность согласования участков волновода с воздушным и бикомплексным заполнением при плоской границе раздела и подтверждена справедливость выведенных в статье условий такого согласования.

Заключение

Согласование участков волновода с воздушным и бикомплексным заполнением при плоской границе раздела принципиально возможно как на волнах типа E , так и на волнах ти-

па Н. При этом согласование может быть получено в полосе частот, практически равной полосе пропускания участка волновода с воздушным заполнением.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. И. Лошаков, «Радиотехника», 1955, № 3, 10.
 2. В. К. Аркадьев, Электромагнитные процессы в металлах, Обьединенное научно-техническое издательство, 1934.
 3. Измерения на сверхвысоких частотах. Перевод с английского под ред. В. Б. Штейншлейгера, «Советское радио», 1952.
-

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Введение.	
М. В. Благовещенский. К расчету установления колебаний в автогенераторах	5
К. А. Самойло. Делитель частот с непосредственным захватыванием	14
К. А. Самойло. Скачки фазы под действием импульсных помех при делении частоты	30
К. А. Самойло. Исследование паразитной фазовой модуляции выходного напряжения усилителя и захваченного генератора при действии синусоидальной помехи	44
К. А. Самойло, Н. В. Таланина. Дополнительная погрешность измерения разности фаз, возникающая в умножителях частоты	55
О. А. Бахвалов. Погрешности фазово-импульсных измерений	69
Ю. П. Борисов. Детектирование радиоимпульсов в присутствии действующего гармонического колебания	93
А. П. Белкин. Влияние системы автоматической подстройки частоты на частотную характеристику приемника частотно-модулированных сигналов	106
В. М. Сафонов. Анализ фазового детектора при кратных частотах	113
О. С. Ченцова. Особенности расчета германиевых детекторов	134
А. Л. Зиновьев. Двухкварцевая схема температурной компенсации	148
А. Л. Зиновьев. Коэффициент передачи аperiodической цепи с распределенными постоянными при «дифференцирующем» включении	171
П. И. Пенин. Накопление импульсов постоянного тока	179
П. И. Пенин. Некоторые свойства идеального приемника сигналов с двумя дискретными значениями	189
А. Е. Башаринов. Функции распределения огибающей суммарного воздействия нерегулярно меняющегося сигнала и флюктуационных помех	196
А. М. Клестов-Надеев. К оценке ошибок записи в телеметрических системах. Повышение качества записи методом остановки луча	204
Л. К. Михайловский. Согласование участков волновода с воздушным и бикомплексным заполнением при плоской границе раздела	225

ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГЕОДЕЗИИ и КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

**СБОРНИК
СТАТЕЙ
ПО КАРТОГРАФИИ**

выпуск 10

ГЕОДЕЗИЗАТ

1052

ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ МВД СССР

СБОРНИК
СТАТЕЙ
ПО КАРТОГРАФИИ

Выпуск 10

Издательство геодезической литературы

1 9 5 8

Галактор *А. Н. Баранов*

Редактор изд-ва *Т. А. Шамарова*

Техн. редактор *В. В. Романова*

Корректор *В. А. Григорьева*

Т-03821

Сдано в набор 4/II 1958 г.

Подп. к печати 15/IV 1958 г.

Формат бумаги 70×108¹/₁₆

Бум. л. 2¹/₈

Печ. листов 4¹/₄

Усл.-печ. л. 5⁴/₅

Уч.-изд. лист. 6.

Тираж 1000 экз

Зак. № 399

Цена 3 руб. + переплет 1 руб.

5-я тип. МПС

СБОРНИК СТАТЕЙ ПО КАРТОГРАФИИ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

Выпуск 10

1958 г.

Канд. географ. наук *М. И. Никишов*

О МЕТОДИКЕ ПОСТРОЕНИЯ ОБЛАСТНЫХ
СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННЫХ КАРТ

Сельскохозяйственные карты областей, краев и республик СССР имеют большое значение для улучшения руководства сельским хозяйством. По своему характеру они являются комплексными обзорно-справочными.

Необходимость разработки таких карт вытекает из самой природы нашего сельского хозяйства. В отличие от капиталистического социалистическое сельское хозяйство разностороннее, многоотраслевое. Для отображения этих черт необходимы общесельскохозяйственные карты, показывающие сельское хозяйство в целом, сочетания и взаимозависимости между отдельными отраслями.

Важность издания обзорно-справочных областных сельскохозяйственных карт вытекает из работ В. И. Ленина и из решений Коммунистической партии.

Еще в 1922 г. В. И. Ленин писал: «Земледелие в Калужской губернии не то, что в Казанской... Не учитывать во всех этих вопросах местных отличий значило бы впадать в бюрократический централизм и т. п., значило бы мешать местным работникам в том учете местных различий, который является основой разумной работы» *.

В решениях Коммунистической партии требуется, чтобы руководящие работники сельского хозяйства систематически и настойчиво изучали местные природные и экономические условия сельскохозяйственного производства. Февральский пленум ЦК КПСС и седьмая сессия Верховного Совета СССР (1957) наметили пути перестройки управления промышленностью и строительством по административным экономическим районам через советы народного хозяйства. Успешное осуществление этих мероприятий требует глубокого и всестороннего изучения размещения природных условий, географии промышленности и сельского хозяйства экономических административных районов. Областные сельскохозяйственные карты могут оказать большую помощь в этом деле.

Разработка методики составления областных общесельскохозяйственных карт особенно актуальна теперь, когда в нашей стране в широких масштабах развертываются работы по составлению различных сельскохозяйственных карт, в том числе и областных. В настоящее время готовятся к изданию сельскохозяйственные карты Московской, Омской и Новосибирской областей. Развертываются работы по другим областям и республикам.

* В. И. Ленин. Соч. Т. 33. Изд. 4-е, стр. 327.

В отечественной и зарубежной практике встречаются три типа общесельскохозяйственных карт, различающихся между собой по способам построения: а) аналитические, б) синтетические, в) комплексные.

На аналитических картах наносятся конкретные показатели, причем каждый элемент содержания дается отдельно, своим условным знаком. На таких картах каждый картографируемый объект находит свое индивидуальное выражение. Аналитический метод применяется в тех случаях, когда на карте показываются простые экономические явления.

На синтетических картах, наоборот, все показатели даются в обобщенном виде, в синтезе. На таких картах обычно показываются не конкретные явления (отдельные культуры или отрасли), а сельскохозяйственные районы.

На комплексных картах сочетаются оба эти способа изображения — аналитический и синтетический. Например, окраской фона показываются сельскохозяйственные районы, а ареалами или значками — размещение отдельных сельскохозяйственных культур или видов животных.

Каждый из этих типов карт имеет свои достоинства и недостатки. Аналитические общесельскохозяйственные карты содержат количественные характеристики, хорошо увязываются с экономикой сельскохозяйственного производства, со структурой земледелия и животноводства. Они могут быть использованы для всякого рода экономических суждений и расчетов. Аналитические карты не дают правильных соотношений между полеводством и животноводством, не выявляют действительной роли отдельных отраслей сельского хозяйства в районах, очень трудны и громоздки по построению.

Синтетические сельскохозяйственные карты имеют большое научно-познавательное значение, являются хорошими учебными пособиями. Но они малопригодны для практических целей, дают лишь отвлеченное представление о сельском хозяйстве картографируемой территории. Из таких карт нельзя получить каких-либо конкретных сведений и справок о размещении посевных площадей и поголовья скота. Синтетические сельскохозяйственные карты не дают достаточной характеристики местных особенностей сельскохозяйственного производства.

Советский Союз очень разнообразен в сельскохозяйственном отношении. Сельское хозяйство областей, краев и республик, расположенных в северо-восточных районах, сильно отличается от сельского хозяйства республик Средней Азии и Закавказья. Поэтому для разных областей потребуются разные сельскохозяйственные карты, сильно различающиеся между собой как по содержанию, так и по методам составления.

Нами разработан ряд образцов областных сельскохозяйственных карт для разных районов. Однако перед тем как перейти к рассмотрению этих образцов, следует остановиться на некоторых общих вопросах создания областных сельскохозяйственных карт.

На областных сельскохозяйственных картах наряду со специальными элементами даются и общегеографические: гидрография, населенные пункты, пути сообщения, административные границы и некоторые элементы физико-географической среды.

Важным элементом географической основы являются также масштабы и проекции. При установлении масштабов карт нужно учитывать особенности сельскохозяйственного производства картографируемой территории и степень ее освоенности, специфику размещения культур и отраслей, обеспеченность картографическими материалами, практические запросы работников сельского хозяйства и удобство пользования картой.

В соответствии с этими соображениями для общесельскохозяйственных карт областей, краев и республик могут быть рекомендованы следующие масштабы: 1 : 300 000—1 : 500 000, 1 : 600 000—1 : 1 000 000, 1 : 1 500 000—1 : 2 000 000; масштабы 1 : 1 500 000 и 1 : 2 000 000 рекомендуются главным образом для некоторых восточных областей, например Красноярского края, Камчатской области, Якутской АССР, Тюменской области, Хабаровского края и др. Наиболее развитые в сельскохозяйственном отношении части некоторых восточных областей (юг Красноярского края и Тюменской области) могут быть изданы отдельно в более крупных масштабах.

Для сельскохозяйственных карт республик, краев и областей СССР целесообразно применять две проекции:

- 1) поперечно-цилиндрическую равноугольную проекцию Гаусса;
- 2) прямую коническую проекцию.

Проекция Гаусса дает достаточную точность и позволяет использовать для основы топографические карты, составленные в этой проекции. Эту проекцию можно применять в случае малой протяженности зоны, если протяжение области не превышает по долготе 6—7°.

Прямая коническая равнопромежуточная проекция, сохраняющая длины по меридианам, применяется для обширных территорий, имеющих значительную протяженность по долготе (более 6—7°).

В тех случаях, когда картографируемая территория вытянута под некоторым углом к долготному или широтному направлению, целесообразно применять косую цилиндрическую проекцию.

Указанные масштабы и проекции позволяют использовать для географической основы политико-административные карты, что значительно ускорит и удешевит разработку областных сельскохозяйственных карт.

При изображении гидрографической сети на областных сельскохозяйственных картах необходимо наносить мелиоративные и судоходные каналы, реки и озера, используемые для орошения и обводнения, строительства ГЭС, огородничества и садоводства, рыбоводства, перевозок сельскохозяйственных грузов и т. п.

На областных сельскохозяйственных картах должны быть нанесены прежде всего города, являющиеся административными центрами, поселки городского типа, центры АССР, краев и областей, административных районов и сельских советов. Кроме того, на карты наносятся крупные города, поселки городского типа и другие населенные пункты, необходимые для ориентирования размещения культур и отраслей.

По административному значению населенные пункты подразделяются на центры республик, краев и областей, административных районов и сельских советов.

Наносятся также центры совхозов, РТС и колхозов. По типу поселения населенные пункты делятся: на города, поселки городского типа, населенные пункты сельского типа.

На картах показываются все железные и наиболее важные безрельсовые дороги с подразделением их на главнейшие и прочие. Железные и безрельсовые дороги изображаются одинарными линиями черного или коричневого цвета. На картах показывают судоходные участки рек, крупные железнодорожные станции, морские и речные пристани.

На областных сельскохозяйственных картах показывают административные границы союзных республик, АССР, краев и областей. На картах масштаба 1 млн. и крупнее показываются границы администра-

тивных районов, изображаемые только штриховыми знаками (без отмывки).

Из элементов физико-географической среды на областные сельскохозяйственные карты могут быть нанесены крупные контуры болот, песков и лесов (не менее 30—50 км²). Более мелкие контуры леса наносятся в малозалесенных районах. Особое внимание должно быть обращено на подробное отображение лесных массивов и болот, используемых в сельском хозяйстве (заготовка древесины, торфа и т. п.). На картах Средней Азии и Кавказа должна быть дана отмывка рельефа, подробно показаны вечные снега, ледники, питающие оазисы. В засушливых районах можно наносить характерные изогипсы, изотермы, линии, показывающие толщину снежного покрова, границы природных зон и чернозема и т. п.

Основное содержание областных сельскохозяйственных карт, независимо от способа их составления,—сельскохозяйственные предприятия и учреждения, главные отрасли и культуры сельского хозяйства.

На всех сельскохозяйственных картах должны быть показаны совхозы. По размерам валовой продукции в денежном выражении их можно разделить на 3 группы: крупнейшие, крупные и средние. Форма знака—квадрат, резко отделяющий совхозы от промышленных предприятий, обычно изображаемых кружками. Специализация совхозов показывается окраской значков, причем цветом можно выделить только основные группы совхозов—зерновые, животноводческие, плодоовощные и т. п., а в пределах каждой из этих групп более узкая специализация совхозов может быть отображена дополнительными штриховыми обозначениями.

Ремонтно-технические станции (РТС) лучше всего изображать знаком трехугольника. В зависимости от размеров основных фондов они могут быть разделены на 2—3 группы: крупные, средние и прочие.

На областных сельскохозяйственных картах показываются предприятия, перерабатывающие сельскохозяйственное сырье местного происхождения—лен, пеньку, хлопчатник, сахарную свеклу, молоко, плоды и фрукты и т. п. Заводы показываются кружками, разделенными по размерам на крупные и средние. Каждая отрасль промышленности выделяется особым цветом, но таких цветов не должно быть много.

На карты можно наносить крупные колхозные и межколхозные тепловые и гидроэлектростанции, а также межрайонные и городские, энергия которых идет на нужды сельского хозяйства. Электростанции лучше всего обозначать знаком шестиконечных звездочек коричневого (ТЭЦ) и голубого (ГЭС) цвета.

Высшие учебные, научные и опытные сельскохозяйственные учреждения показываются различными геометрическими значками. Окраска знака передает их специализацию.

На картах масштаба 1 : 500 000 и крупнее можно выделить особым рисунком пунсона и характером шрифта центральные усадьбы совхозов, центры РТС и колхозов. В случае, если в одном населенном пункте имеется несколько производственных сельскохозяйственных центров, подписывается только населенный пункт, в котором расположены эти центры.

На областных сельскохозяйственных картах должны быть показаны границы землепользования колхозов и совхозов. Эти границы можно изображать точечным пунктиром или тонкими линиями, отличными от штриховых знаков административных границ. Однако границы землепользования можно давать только на картах средних и крупных масштабов (не мельче 1 : 500 000).

Принятыми в советской картографии геометрическими значками нужно показать добычу полезных ископаемых, используемых в сельском хозяйстве,—торфа, фосфоритов, апатитов, калийных солей, известняка, гипса, колчедана и др.

Самое сложное при разработке общесельскохозяйственной карты—фон. Как уже отмечалось, на общесельскохозяйственных картах, построенных синтетическим методом, фоном показывается производственная специализация сельского хозяйства. Для этой цели можно использовать имеющиеся в ряде республик и областей апробированные схемы специализации сельского хозяйства.

На основе готовой схемы специализации сельского хозяйства составлена карта Латвийской ССР (рис. 1).

На этой карте окраской фона показаны четыре сельскохозяйственные зоны, получившие общее признание в республике. Ввиду того что основной отраслью сельского хозяйства республики является животноводство, во всех зонах оно показано на первом плане, а зоны различаются между собою по степени развития технических культур—льна, сахарной свеклы или картофеля и зерна.

По фону специализации показаны районы наибольшего распространения посевов пшеницы, совхозы с указанием их специализации и предприятия по переработке сельскохозяйственного сырья местного происхождения.

Однако на многие области еще нет готовых схем специализации сельского хозяйства. В таких случаях их можно составить заново на основании валовой продукции сельского хозяйства, исчисленной в разрезе колхозов, совхозов и административных районов в сопоставимых ценах.

По такому методу составлена карта сельского хозяйства Владимирской области. Для составления карты Владимирской области использованы годовые отчеты колхозов за 1955 г. На основании этих данных была исчислена валовая продукция в государственных закупочных ценах.

Далее устанавливались для каждой культуры и отрасли количественные показатели, положенные в основу отнесения той или иной культуры к ведущей или дополнительной.

После этого были распределены (классифицированы) административные районы по специализации культур и отраслей, при этом мы придерживались следующих количественных показателей, встречающихся в нашей и зарубежной практике:

1. Если в районе одна культура или отрасль давала не менее 35%, а следующие по важности культуры (каждая в отдельности) дают не более 15—17%, то выделяют одну ведущую культуру, а остальные будут дополнительными.

2. Если в районе 50% и более всей валовой или товарной продукции дают две культуры или отрасли, а третья культура и остальные каждая в отдельности дают не более 10—12%, то в данном районе выделяют две ведущие культуры или отрасли.

3. Если в районе 50% и более валовой продукции дают три сельскохозяйственные культуры или отрасли, а четвертая по важности культура или отрасль дает не более 7—10%, то в таком районе выделяют три ведущие культуры или отрасли.

4. Если в районе ни одна из культур не дает более 10% валовой продукции, то такие районы характеризуются как неспециализированные с разнообразными отраслями сельского хозяйства.

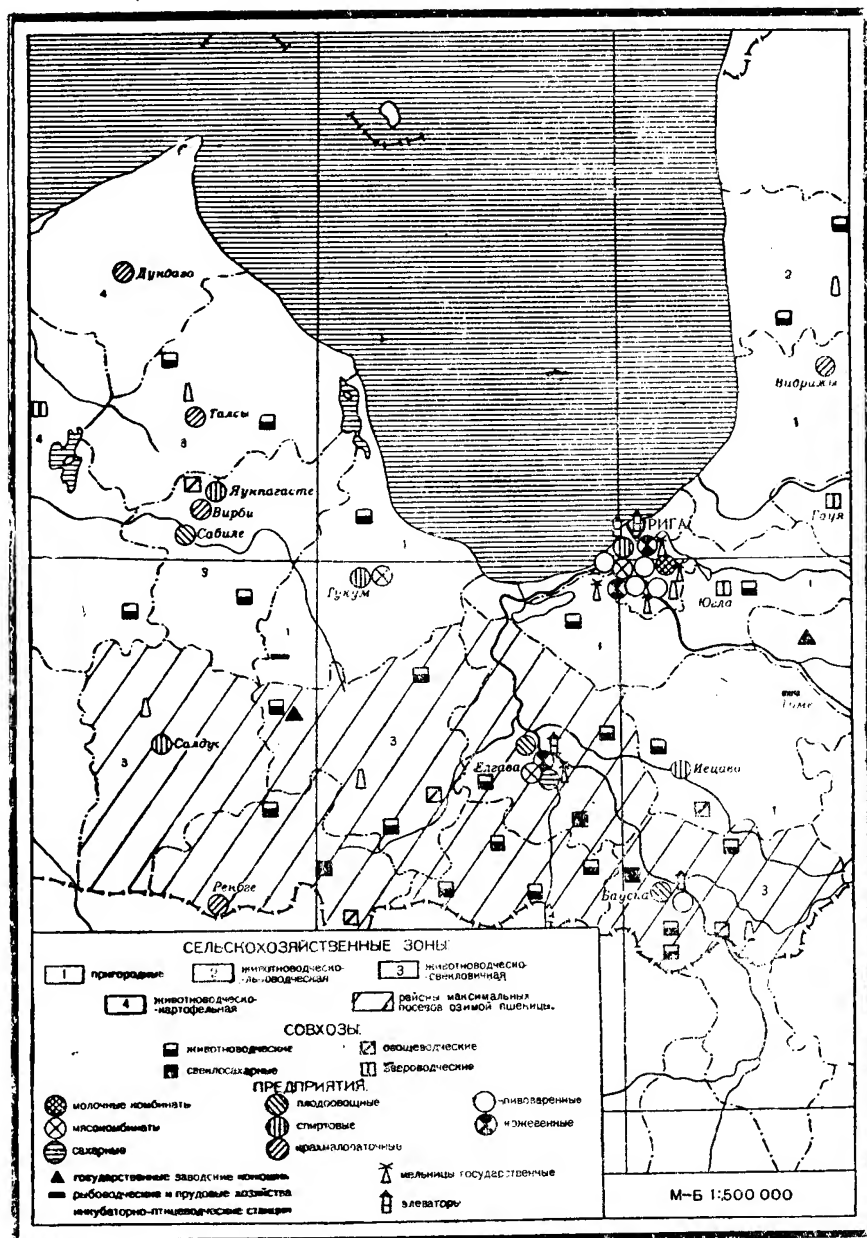
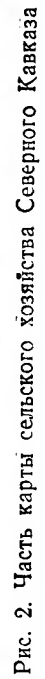


Рис. 1. Часть карты сельского хозяйства Латвийской ССР



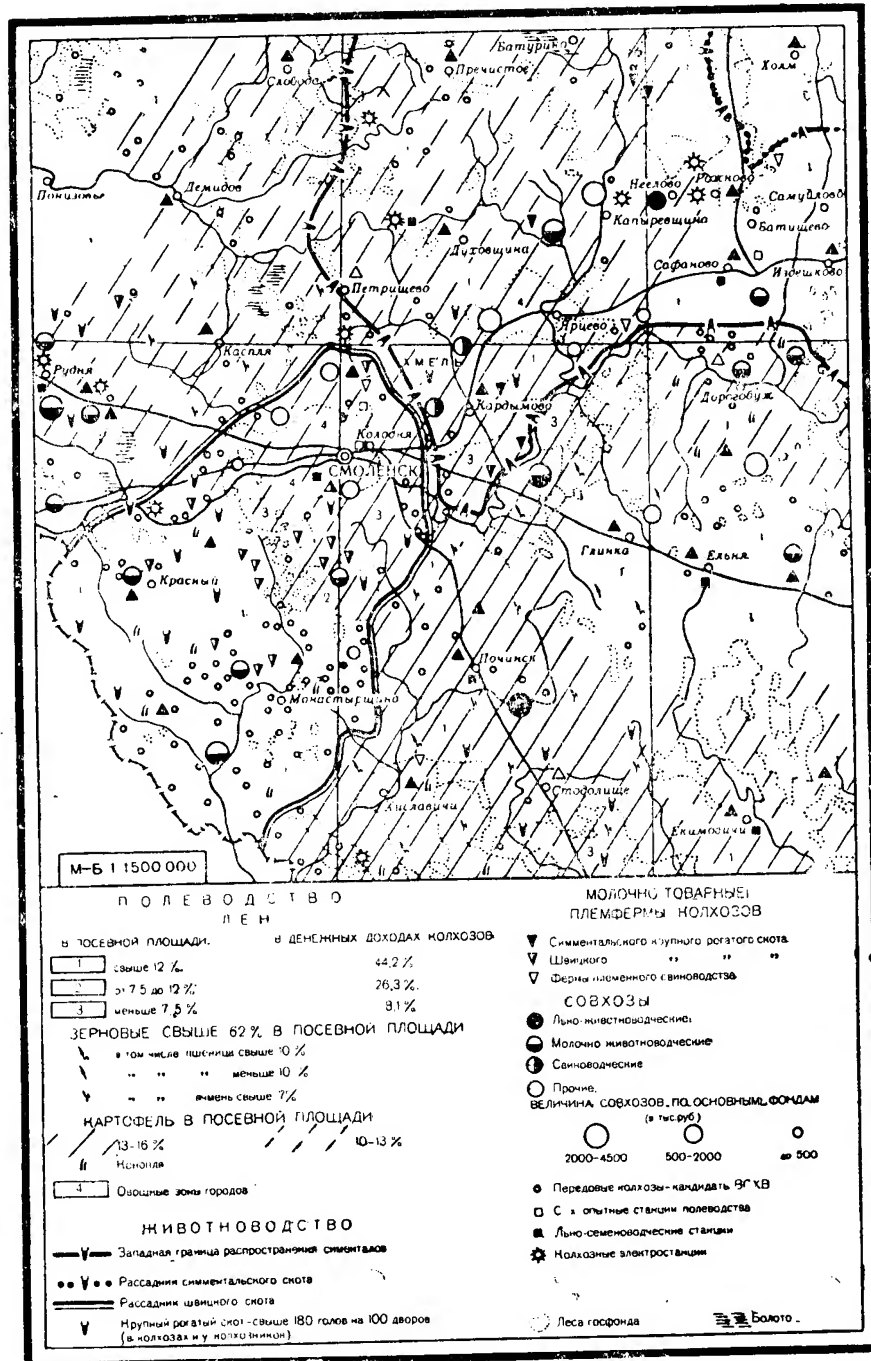


Рис. 3. Часть карты сельского хозяйства Смоленской области

По фону зон специализации показано размещение наиболее важных культур и отраслей, а также совхозы, РТС, предприятия по первичной обработке сельскохозяйственного сырья.

Описанный тип синтетической общесельскохозяйственной карты не позволяет показать весь комплекс размещения конкретных культур и отраслей. Между тем, для практической цели требуется знать конкретные сведения об отдельных культурах, ареалах их размещения, размерах (удельных весах), месте в структуре полеводства и животноводства и т. п. Эти требования лучше всего удовлетворяет аналитическая общесельскохозяйственная карта.

На такой карте, как отмечалось, каждая отрасль и культура изображается отдельно своими условными обозначениями. Часть культур и отраслей показывается окраской фона, остальные—штриховками, замкнутыми кривыми и ареалами. Самым важным на таких картах является правильный отбор культур и отраслей, обоснование границ их распространения, установление графических приемов изображения их количественных характеристик.

Все отрасли и культуры, показываемые на карте, должны быть отображены в их сочетании и взаимосвязи и представлять собой определенный сельскохозяйственный комплекс. Так, например, в среднеазиатских республиках наряду с главной сельскохозяйственной культурой—хлопком, должно быть показано виноградарство и плодоводство, шелководство и каракулеводство, пустынное и горнопастбищное животноводство. Эти отрасли хорошо сочетаются с хлопком. Мясо-шёрстное животноводство и каракулеводство размещаются на пустынных и горных пастбищах, где нет поливных земель и посевов хлопка. Плодоводство, виноградарство и шелководство имеют широкое распространение на горных склонах и на землях, по тем или иным причинам малопригодных для хлопчатника.

В центрально-черноземных областях и на Украине наряду с сахарной свеклой нужно показать озимую пшеницу и мясо-молочное скотоводство и свиноводство как отрасли, тесно связанные с основной культурой—сахарной свеклой. В районах запада и северо-запада нужно показать лён-долгунец и молочное животноводство, основывающееся на травосеянии (клевер).

Изображаемые отрасли и культуры должны показываться каждая в своих показателях, но с учетом связей и сочетаний.

Один из наиболее трудных вопросов построения аналитических общесельскохозяйственных карт по натуральным показателям—разделение картографируемой территории по признаку преобладания полеводства и животноводства. Эти трудности состоят в том, что при отсутствии ценностных показателей почти невозможно установить действительные соотношения и значение полеводства и животноводства в разных местностях СССР.

Однако разделение территории на животноводческую и полеводческую части можно производить и на основании учета размещения животноводческих совхозов, предприятий по переработке животноводческого сырья, пастбищ и сенокосов, посевов искусственных трав и других натуральных показателей.

После разделения картографируемой территории на полеводческую и животноводческую зоны последние, в свою очередь, делятся на более мелкие части по ведущим культурам, отраслям и по преобладающему направлению скотоводства.

При выделении ведущих культур и отраслей, количественных и качественных показателей в каждой области, крае и республике нужно выявить внутренние различия, учитывая их роль в общесоюзном сельскохозяйственном производстве и место в структуре полеводства и животноводства.

На общесельскохозяйственных картах областей, краев и республик СССР необходимо прежде всего показывать культуры и отрасли общесоюзного, межобластного и внутриобластного значения. Культуры и отрасли, имеющие широкое распространение во всех административных районах и удовлетворяющие местные потребности (картофель, овощи и т. п.), т. е. нетоварные культуры и отрасли, на областных сельскохозяйственных картах не показываются.

Выделение основных сельскохозяйственных культур и установление их количественных показателей должно быть увязано с севооборотами. Процент той или иной сельскохозяйственной культуры должен давать представление о ее месте в севооборотах и в структуре посевных площадей.

Вследствие больших разнообразий природных и экономических условий и огромных размеров территории СССР количественные показатели, устанавливаемые для отдельных культур, должны быть различными по отдельным республикам, краям и областям. Например, пшеница как ведущая культура в основных районах УССР и Северного Кавказа может быть показана с 40—50%, а в районах нечерноземной зоны—с 20—30%.

Ряд культур и отраслей, например сады, виноградники, эфиромасличные и т. п., а также пригородные сельскохозяйственные зоны показываются по крупномасштабным картам по комплексным показателям.

Как уже отмечалось, самым трудным является изображение на одной карте полеводства и животноводства.

Для показа на общесельскохозяйственных картах животноводства может быть использован один из следующих показателей: 1) поголовье скота в физических единицах; 2) поголовье скота в условных единицах; 3) плотность (количество) скота в расчете на 100 га сельскохозяйственных угодий; 4) выход продукции животноводства на 100 га земельных угодий в натуральном и денежном выражении.

Выбор того или иного показателя зависит от назначения карты, наличия необходимых материалов и способов отображения.

В советской и зарубежной практике существуют следующие приемы совместного изображения полеводства и животноводства на одной карте:

1) полеводство и животноводство показываются равноценно окраской фона, значками и ареалами, причем в легендах при характеристике фона наряду с полеводством оговаривается и животноводство;

2) полеводство показывается окраской фона, а животноводство оговаривается в легенде, против соответствующего фона полеводства;

3) окраской фона показывается полеводство, а животноводство наносится на фоне, использованном для показа полеводства диаграммными знаками, штриховками, значками, надписями и т. п.

На основании описанной выше методики нами составлен ряд аналитических областных сельскохозяйственных карт, различающихся по содержанию и методам отображения полеводства и животноводства. Остановимся прежде всего на двух вариантах карты Северного Кавказа.

На первом варианте (рис. 2) окраской фона показаны ведущие отрасли полеводства (зерновые культуры, сады и виноградники, пригородные зоны) и пастбищное животноводство, технические культуры—знач-

ками и ареалами, а животноводство—штриховками. Количественные показатели по зерновым культурам устанавливались с учетом их места в севооборотах.

Легенда здесь проста и лаконична, но карта очень сложная. Разные ареалы, значки и штриховки сильно перегружают карту и ухудшают ее читаемость.

На втором варианте карты отрасли полеводства и животноводства объединены в легенде; выделенные на карте районы характеризуются по соотношению отраслей полеводства и животноводства.

Этот тип карты по существу является синтетическим, комплексным. Каждый район имеет свою характеристику, свой цвет, штриховку, значки и др. Знаки, изображающие животноводство, сняты.

Разнообразные сочетания отраслей и культур сельского хозяйства в разных районах увеличивают количество выделенных районов и усложняют текст легенды. Общесельскохозяйственная карта, составленная описанным способом, очень проста в графическом отношении, но из-за дробности районов и сложности легенды неудобна для пользования.

Иногда окраской фона показываются отрасли полеводства, а животноводство выносится в легенду за скобки и оговаривается против соответствующего фона полеводства. Хотя этот способ и прост в графическом отношении, но он не передает размещения и обедняет показ отраслей животноводства. Размещение основных видов животноводства можно отобразить также разными надписями: разными шрифтами и цветом надписи можно показать качественную и количественную характеристику животноводства.

На карте Смоленской области (рис. 3) окраской фона показано льноводство, причем разной интенсивностью окраски выделены районы с посевом льна более 12% и от 7 до 12%. В легенде отмечается также удельный вес льна в денежных доходах колхозов. По фону ареалами и значками показано размещение зерновых культур с указанием процента в посеве, размещение совхозов и племенных рассадников.

На карте Узбекской ССР окраской фона показано полеводство (хлопчатник, пшеница) и пастбища, а животноводство—значками, причем каждый значок имеет определенный вес. Этот тип карты лучше всего подойдет для Средней Азии и Закавказья, где имеются обширные горные и равнинные пастбища, вертикальная зональность и сильно специализированное сельское хозяйство.

Иногда встречаются и такие варианты, когда окраской фона показано полеводство, а животноводство—по фону структурными диаграммными значками: кругами, квадратами, столбиками и т. п. Диаграммные фигуры вписаны в границы административных районов. Если диаграммная фигура представляет собой круг, то величина круга показывает размеры поголовья скота в районе или области (в переводных головах), а размеры секторов, закрашенных разными цветами, передают удельный вес того или иного вида скота в общем поголовье.

Этот метод географически неправильный и не увязывается с методами показа полеводства. На картах мелких масштабов диаграммные фигуры можно давать только в разрезе областей, но это не передает внутриобластных различий в сельском хозяйстве. На областных общесельскохозяйственных картах должны быть показаны прежде всего внутриобластные различия в сельском хозяйстве. Поэтому на областных сельскохозяйственных картах диаграммные фигуры нужно давать в разрезе административных районов. Но в таком случае эти фигуры закроют

почти всю картографируемую территорию и под ними не будет читаться полеводство.

Наряду с основными отраслями полеводства и животноводства на аналитических общесельскохозяйственных картах показываются дополнительные и подсобные культуры и отрасли. Так, например, на картах ряда областей желательно выделить районы распространения тонкорунного овцеводства и каракулеводства, оленеводства (в том числе пантового), звероводства, яков, зебу и буйволов, шелководства, пчеловодства, пухового козоводства и специализированного птицеводства.

На отдельных картах дополнительно необходимо показывать:

- а) районы орошения, обводнения и осушения;
- б) районы полезащитного лесоразведения—лесные полосы, лесные посадки и т. п.;
- в) пути сезонных перегонов скота на зимние и летние пастбища;
- г) прудовое рыбоводство и рыболовство, моторно-рыболовные станции, рыболовецкие колхозы, места разведения и ловли рыбы и морского зверя;
- д) места звероводства и охоты на пушного и морского зверя. Охотничьи хозяйства и станции.

Хотя охота и рыболовство не входят в сельское хозяйство, но их нужно отображать на сельскохозяйственных картах, поскольку часть колхозников и целые колхозы заняты этими промыслами.

На областных общесельскохозяйственных картах следует показывать перевозки основных сельскохозяйственных грузов. Это подчеркнет производственные межобластные сельскохозяйственные связи, степень товарности сельскохозяйственного производства. Одна и та же сельскохозяйственная культура или отрасль будет иметь разное значение в зависимости от того, потребляется ли она на месте или вывозится в другие районы. Показывать нужно не внутренние перевозки, а межобластные. При наличии материалов следует показать мощность и состав ввоза и вывоза сельскохозяйственных грузов. В случае, если данные о мощности перевозимых грузов отсутствуют, ввоз и вывоз можно отобразить безмасштабными стрелочками, расположенными на выходах (из области и в область) железнодорожных и водных магистралей.

Одна из важнейших задач областных сельскохозяйственных карт—показ уровня развития сельского хозяйства в расчете на 100 га земельных угодий. Эту задачу можно разрешить путем отображения на карте наивысших показателей урожайности, продуктивности животноводства (надой молока, настриг шерсти и т. п.) и выходов продукции сельского хозяйства—зерна, свеклы, хлопка, льноволокна, картофеля, овощей и т. д. на 100 га пашни; молока, мяса и шерсти на 100 га сельскохозяйственных угодий.

Показатели нужно брать лишь в тех случаях, когда они выше средних величин по области. Наивысшие показатели продуктивности могут быть отображены кружками с вписанными в них цифровыми данными.

На некоторых изданных общесельскохозяйственных картах красными надписями выделены совхозы и колхозы—участники ВСХВ за последний год. Если колхоз или совхоз три года подряд был участником ВСХВ—на карте он выделяется особо, даже если в последний год и не попал в число участников ВСХВ из-за неурожая и т. п.

Дополнительные и подсобные культуры и отрасли могут быть изображены разными ареалами (замкнутыми кривыми линиями, значками и т. п.).

Если культура или вид скота имеют ограниченное распространение, размещены в определенных местах и контуры их могут быть четко определены, то лучше всего применять ареалы или замкнутые кривые линии.

Если же культура или вид скота имеют широкие ареалы распространения, размещены на огромных площадях, то их лучше всего изображать значками. Значки должны быть мелкими и так распределяться по территории, чтобы вырисовывались площади распространения картографируемых явлений.

Большое внимание нужно уделять установлению границ показываемых на картах отраслей и культур. В основном границы должны проводиться по принятым показателям, но нужно учитывать и ряд других экономических и естественно-исторических факторов: размещение и специализацию совхозов и машинно-тракторных станций; предприятий по переработке сельскохозяйственного сырья, размещение которых показывает зоны производственной специализации сельского хозяйства; населенные пункты и особенно крупные промышленные центры, вокруг которых создаются пригородные сельскохозяйственные зоны; контуры орошаемых земель; перспективы развития сельского хозяйства и т. п. Из естественно-исторических факторов при проведении границ нужно учитывать рельеф, почвы, растительность и климат. Приведем примеры. Размещение основных посевов пшеницы, сахарной свеклы и подсолнечника совпадает с ареалами распространения черноземных почв; лен-долгунец и картофель размещаются преимущественно на подзолистых супесчаных почвах; овощи—в поймах рек, хлопок—в контурах поливных земель, каракулеводство и мясо-шерстное овцеводство—в полупустынной и пустынной зоне; оленеводство—в зоне тундры и лесотундры и т. п.

Установление границ между ареалами размещения отраслей и культур сельского хозяйства нужно начинать с нанесения на карты ареалов земельных угодий. Для этого по топографическим картам масштабов 1 : 300 000 и 1 : 100 000 на географическую основу наносятся основные контуры пахотных земель, сенокосов и пастбищ, лесов и неудобных земель. Ввиду мелких масштабов областных сельскохозяйственных карт ареалы земельных угодий должны быть сильно генерализованы. Культуры и отрасли полеводства размещаются в пределах контуров пахотных земель. Животноводство можно показывать как на пахотных землях, так и на выгонах, сенокосах и в лесах.

На областных сельскохозяйственных картах можно помещать дополнительные врезные карты. Эти карты должны содержать наиболее типичные для той или иной территории сюжеты.

На каждой карте республики, края или области должны помещаться как дополнительные карты, так и диаграммы, показывающие: 1) место области, края и республики в сельскохозяйственном производстве СССР; 2) структуру сельского хозяйства по продукции; 3) динамику развития за годы советской власти; 4) внешний товарообмен по сельскому хозяйству; 5) структуру недостатков и избытков сельскохозяйственных продуктов.

На каждой карте желательно было бы дать врезки, показывающие наиболее интересные в сельскохозяйственном отношении части территорий, производство продукции полеводства и животноводства в расчете на 100 га сельхозугодий, а также дополнительные карты природных условий, важных для сельского хозяйства.

Основной материал для составления областных сельскохозяйственных карт—статистические материалы о посевных площадях, поголовье скота, земельных угодьях, валовой и товарной продукции сельского хозяйства, а также списки сельскохозяйственных предприятий и учреждений—

совхозов, научных и опытных сельскохозяйственных учреждений и предприятий по переработке сельскохозяйственного сырья.

В качестве учетной единицы следует принять совхоз и колхоз. При составлении областных сельскохозяйственных карт в указанных ранее масштабах статистические материалы по колхозам и совхозам могут обеспечить необходимую для этого типа карт точность и подробность, но для отдельных случаев должны привлекаться более дробные статистические материалы.

Размещение ряда специальных культур, например чая, цитрусовых, садов и виноградников, табака, новых лубяных культур и т. п., может быть показано с достаточной полнотой лишь при условии, если статистические сведения получены для отдельных колхозов и отделений совхозов.

По некоторым областям, краям и республикам Закавказья, Северного Кавказа, Средней Азии и другим горным районам с ярко выраженной вертикальной зональностью необходимо привлекать крупномасштабный картографический материал. Такие материалы, в частности, требуются для нанесения контуров поливных земель, различных типов пастбищ, садов и виноградников, плодоводства и шелководства и т. п. Крупномасштабные карты нужны и для нанесения совхозов и предприятий по переработке сельскохозяйственного сырья.

Все статистические материалы должны быть соответствующим образом обработаны. Эта обработка состоит в следующем:

- 1) вычисляют процент посевов отдельных сельскохозяйственных культур к общей посевной площади административной единицы;
- 2) переводят физические головы скота в условные единицы; вычисляют процент отдельных видов скота ко всему поголовью; устанавливают процент коров в общем поголовье крупного рогатого скота и процент тонкорунных и полутонкорунных овец в общем поголовье овец;
- 3) вычисляют процент отдельных видов угодий в общей площади административного района;
- 4) вычисляют валовую и товарную продукцию сельского хозяйства для совхозов, колхозов и административных районов;
- 5) устанавливают валовую и товарную продукцию в натуральном и денежном выражении в расчете на 100 га сельскохозяйственных угодий.

Разумеется, этим не исчерпываются все необходимые вычисления.

Весь статистический материал наносится на картограммы, составляемые на изготовленных для этого бланковых картах. Картограммы должны составляться в масштабах проектируемых карт.

Бланковые карты составляются по политико-административным картам областей, краев и республик СССР. На них должны быть нанесены главные реки, населенные пункты (центры областей и административных районов), границы областей, административных районов.

Каждый административный район, совхоз и колхоз должны иметь на бланковой карте номер, соответствующий номеру в статистических материалах. Районы располагаются в статистических таблицах строго в алфавитном порядке в соответствии со справочником административного деления. Это облегчит пользование статистическими данными и административными картами, где индексы районов даются также в алфавитном порядке.

При составлении картограмм в каждой учетной единице ставится статистический показатель (процент или абсолютные размеры). Эти показатели дополняют шкалы и очень полезны в работе при выделении на бланковых картах тех или иных группировок, необходимых для справок и т. п.

Самый важный вопрос при составлении картограмм—разработка правильных шкал, отображающих характерные особенности размещения той или иной культуры или отрасли на территории данной карты.

По наиболее характерным для тех или иных республик, краев и областей культурам и отраслям шкалы следует давать детальнее, интервалы между ступенями должны быть меньше. На первых и последних ступенях должны быть даны крайние значения; не следует писать до 10%, до 40%, а надо указывать низшие и высшие ступени, например 1—10%, 40—70% и т. п.

При разработке шкал областных сельскохозяйственных карт необходимо учитывать средние показатели по республике, краю и области с тем, чтобы эти грани имелись в шкалах.

Картограммы должны хорошо читаться и быть правильно технически исполнены. При подборе красок нужно добиваться хорошей читаемости ступеней и обеспечения нарастания интенсивности картографируемого явления.

Дальнейшая обработка материалов заключается в наложении и сопоставлении картограмм. Таким путем составляются сводные картограммы по зерновым, техническим, плодоовощным и кормовым культурам, а также ряд сводных картограмм по животноводству. При наложении и составлении сводных картограмм удобнее пользоваться калькой, на которой наносятся определенные группы районов тех или иных отраслей и культур.

Для анализа размещения ряда специальных культур, например чая и citrusовых, садов и виноградников и т. п., следует составлять точечные карты, так как они лучше передают характер размещения, чем картограммы.

Для уточнения ареалов размещения отраслей и культур и их границ необходимо иметь оригиналы пахотных земель и лесов, составленные в масштабе картограмм. Оттиски с этих оригиналов должны быть напечатаны на прозрачном материале, что обеспечит сопоставление их с картограммами.

В масштабе проектируемой карты необходимо составить также карты размещения совхозов и промышленности по переработке сельскохозяйственного сырья.

После того как составлены сводные картограммы растениеводства и животноводства, следует установить содержание карты, т. е. отобрать для нанесения отрасли и культуры, установить для каждой из них количественные выражения (коэффициенты).

Затем следует составить легенду карты, установить для каждого элемента содержания условные обозначения (фоновые, штриховые) и составить предварительный черновой авторский эскиз всей карты. По уточнении этого эскиза составляется авторский оригинал, который представляется на рассмотрение научных и ведомственных сельскохозяйственных учреждений.

СБОРНИК СТАТЕЙ ПО КАРТОГРАФИИ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

Выпуск 10

1958 г.

Л. С. Гараевская

**НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ РУКОВОДСТВА РАБОТАМИ
ПО СПЕЦИАЛЬНЫМ КАРТАМ**

В настоящее время все более и более широкое развитие получают специальные карты. Многие отрасли хозяйства через свои научные и производственные организации накапливают, собирают, отрабатывают специальные данные, необходимые для создания карт.

Жизнь настоятельно требует разнообразных по содержанию и различным по назначению карт. Одни карты представляют интерес для широкого круга читателей, другие нужны для повседневной работы узкого круга специалистов.

В соответствии с назначением специальные карты издаются различными тиражами или выполняются рукописно в одном или нескольких экземплярах.

Созданием специальных карт в настоящее время занимаются многие учреждения и ведомства. В ряде учреждений возникли цехи, отделы, бригады или группы, занимающиеся составлением разнообразных карт. Имеются и контрольные редакционные органы, которые сами не составляют карт, а передают предприятиям ГУГК заказы и осуществляют приемку готовой продукции.

Уместно разобраться в создавшемся положении со специальными картами.

Как показал опыт, некоторые учреждения, где овладели методами создания карт, успешно выполняют картосоставительские работы, подготавливая как рукописные карты, так и составительские оригиналы, предназначенные к дальнейшему оформлению и изданию. Однако в большинстве случаев положение не так благополучно.

Большой комплекс специальных карт создается не по общему государственному плану, а по требованиям узковедомственного характера. Зачастую карты, представляющие по теме интерес для различных учреждений и лиц, составляются параллельно в нескольких учреждениях и не могут быть широко использованы, так как создаются без учета общих требований и дают лишь узкие специфические сведения. Вместе с тем в этих случаях включение данных, общих для ряда учреждений, обогатило бы карту, сделало бы ее более научной и полноценной.

Наряду с этим многие учреждения, не имея опыта работы по картографированию специальных явлений, вообще не создают таких карт и в своей работе пользуются не картой, а статистическими сведениями. При этом данные исследований представляются в таком виде, что трудно выявить закономерные связи различных явлений.

Существенны недостатки и технического характера.

Как правило, во многих учреждениях вопросы технологии составления, подготовки к изданию и издания не ставятся перед началом работы

по картографированию того или иного специального явления. Обычно работа начинается с подготовки авторского материала по специальному содержанию карты. Только этому вопросу в большинстве случаев уделяется основное внимание.

На протяжении ряда лет, а особенно за последние годы, на производстве приходится сталкиваться с такими фактами, когда различные научные и производственные учреждения передают для издания, несомненно, богатые и ценные по содержанию оригиналы, но с технологическими дефектами, которые вызывают большие дополнительные затраты, а часто и значительно снижают ценность карты и суживают круг ее использования.

Один из основных недостатков—использование случайных и недоброкачественных географических основ для нанесения специального содержания. Этот недостаток—результат того, что работники многих картографических групп не осведомлены об имеющихся новейших общегеографических и специальных материалах, а часто не придают значения этому вопросу и наносят специальное содержание на любую попавшуюся под руку географическую основу.

Каждый раз встает вопрос, издавать карту с устаревшей и неполноценной географической основой или составлять карту на новой основе, затрачивая большие дополнительные средства.

Второй крупный недостаток в подготовке ведомствами специальных карт вызван слабым знанием современной технологии издания карт. Многие учреждения стремятся выполнить составительский оригинал карты в виде готовой карты с точной передачей на нем всех штриховых и фоновых расцветок. Такой оригинал, конечно, непригоден к воспроизведению и может быть использован лишь как авторский оригинал и красочный. В то же время требуется составительский или издательский оригинал с нанесенными на нем штриховыми элементами, а для подбора красок красочный оригинал или шкала красок.

При выборе основы карты, как правило, не учитывают проекцию, которая для специальных карт имеет большое значение. Часто в картографических группах затрачиваются большие средства и много времени на изготовление географической основы карты, в то время как можно было бы использовать синьки или даже совмещенные штриховые оттиски с оригиналов, имеющихся в системе ГУГК или других учреждениях.

При создании карт не используются современные достижения в картосоставительских и картоиздательских процессах, в частности фототехника.

Возможность использования всех карт, создаваемых ведомствами и учреждениями для общегосударственного картографирования, затруднена тем, что не ведется учет всех создаваемых специальных карт и что карты составляются без общего плана (сроки их создания и очередность не планируются) и без соблюдения общих требований к условным знакам, масштабам, особенностям генерализации, характеру географической основы.

Карты эти не объединяются общей идеей комплексного картографирования территории. Для большинства различных типов карт не созданы инструкции или положения, определяющие основные технические требования.

Развитие специальной картографии необходимо, а увеличение объема специальных карт ставит новые задачи перед картографическим производством.

Представляется необходимым проведение ряда мероприятий, основное существо которых, очевидно, должно состоять в том, чтобы их выполнение обеспечивало создание полноценных специальных карт.

Декретом Ленина от 15 марта 1919 г. определены задачи государственной геодезической и картографической службы. В этом декрете в число задач, стоящих перед вновь организованным Высшим геодезическим управлением, входили и следующие: «... д) разрабатывает и утверждает положения об организации работ и технические инструкции и правила, устанавливающие единство методов и приемов работ, вычислений, изготовления и издания карт и планов для различных ведомств; е) организует картографические работы и издает карты для отдельных ведомств, учреждений и лиц, ...»

Эти указания прямо и непосредственно относятся к специальному картографированию.

Декретом создавалось Высшее геодезическое управление и определялись его задачи.

Основная идея декрета состояла в том, что изучение территории и создание карт должно проводиться по единому плану с единым организующим и контролирующим управлением, по единым инструкциям. Все работы по изучению территории страны должны иметь общегосударственное значение.

В определенный период истории развития картографии такая организация сыграла решающую роль в обеспечении нашей страны основными топографическими картами и общегеографическими картами и атласами.

Читая еще и еще раз декрет о ВГУ, убеждаешься, что только так и нужно организовать создание специальных карт в стране, таких карт, которые помогут решить много задач, стоящих перед народным хозяйством.

Для достижения поставленных целей представляется необходимым осуществить следующее.

1. Обеспечить порядок создания специальных карт, подобный тому, какой установлен для геодезических и топографических работ. Все основные специальные карты СССР выполнять в системе общегосударственной службы (ГУГК).

Выполнение специального картографирования осуществлять совместно с институтами Академии наук. Работы эти выполнять по государственному перспективному плану. Очевидно, необходим специальный технический совет с участием производителей и научных работников по программному определению всех вопросов специального картографирования (научно-методические вопросы и вопросы организации и перспективного планирования).

Очевидно, что, кроме основного учреждения, специальные карты будут создаваться и отдельными ведомствами и учреждениями, как результат их практической деятельности или как необходимые пособия для текущей работы.

2. Определить научно-технические требования к различным типам специальных карт путем разработки соответствующих инструкций и положений.

3. Определить организационный порядок проведения работ по специальному картографированию путем учета всех проводимых по специальному картографированию работ и осуществления госприемки выполненной работы.

4. Обеспечить техническую консультацию и необходимое инструктирование отдельных составительских групп со стороны основного карто-составительского учреждения.

5. Обеспечить отдельные составительские группы необходимыми издательскими работами (изготовление синек, печать штриховых и красочных проб).

6. Подготовить для специального картографирования серию географических основ в различных масштабах и для различных территорий страны.

7. Организовать разработку научно-исследовательских и экспериментальных тем по вопросам специального картографирования (вопросы содержания карт, генерализации, графического и красочного оформления).

8. Создать единый картфонд, в котором собрать издаваемые специальные карты и учитывать рукописные специальные карты, хранящиеся в отдельных учреждениях. Здесь же иметь сведения о производящихся работах по специальному картографированию.

9. Обеспечить ширскую публикацию и обсуждение специальных карт, позволяющие улучшить их качество.

Не нужно при этом бояться, что учет работ по специальному картографированию, контроль за этими работами и координация действий в какой-то мере будут сковывать инициативу и затормозит творческую мысль. Эти мероприятия только помогут найти верный путь, освободят от излишней дублирующей работы, а обмен опытом работы многих специалистов неизмеримо повысит качество выпускаемых карт.

Таким образом, специальное картографирование должно быть поставлено в центр внимания картографов и ученых различных отраслей народного хозяйства. Только коренное улучшение дела создания специальных карт позволит решить одну из наиболее важных и трудных задач—задачу комплексного картографирования, которое необходимо для всестороннего изучения природы и общественной жизни страны.

СБОРНИК СТАТЕЙ ПО КАРТОГРАФИИ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

Выпуск 10

1958 г.

Канд техн. наук, доц. Я. И. Юровский

КОМПЛЕКСНОЕ КРУПНОМАСШТАБНОЕ
СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННОЕ КАРТОГРАФИРОВАНИЕ
АДМИНИСТРАТИВНЫХ РАЙОНОВ

Введение

В нашей стране развертываются огромные работы по осуществлению намеченных XX съездом КПСС крупных мер по дальнейшему развитию сельского хозяйства.

Среди мероприятий, направленных на улучшение планирования, руководства и организации сельского хозяйства и более рационального использования земли как основного средства производства, большое значение приобретает комплексное крупномасштабное сельскохозяйственное картографирование территорий административных районов. Без крупномасштабных карт различного сельскохозяйственного содержания трудно проводить количественный и качественный учет земель в общегосударственных целях.

Особенно важно сельскохозяйственное картографирование после укрупнения колхозов. Колхозы наряду с совхозами представляют собой сложные многоотраслевые хозяйства, имеющие широкие возможности для применения современной техники, достижений агрономической и зоотехнической науки и богатейшего опыта передовиков социалистического земледелия и животноводства.

Руководить сельским хозяйством в современных условиях—значит знать хорошо природные и экономические условия, в которых развивается сельскохозяйственное производство. Сельскохозяйственные карты во многих случаях помогут вскрыть имеющиеся резервы и использовать их для быстреего подъема сельского хозяйства.

В связи с предстоящим крупномасштабным сельскохозяйственным картографированием нашей страны необходимо разработать для административных районов типовые карты, которые наиболее полно и комплексно отображали бы организационно-технические и природно-экономические условия колхозных и совхозных землепользований, уровень и перспективы развития сельского хозяйства районов.

Комплексное крупномасштабное сельскохозяйственное картографирование может проводиться путем создания:

1) для каждого административного района ряда аналитических крупномасштабных карт (1 : 25 000—1 : 50 000) разнообразного сельскохозяйственного содержания, в своей совокупности создающих цельную картину природных и экономических условий, в которых развивается сельское хозяйство, его состояния, а также отображающих динамику и перспективы развития;

2) районных сельскохозяйственных атласов с набором карт более мелкого масштаба (1 : 50 000—1 : 100 000) и более разнообразной тематики, характеризующих сельскохозяйственное производство и условия для его развития;

3) комплексных карт, включающих в свое содержание совокупность разнообразных показателей, важных для сельскохозяйственного производства и отображающих условия и уровень развития сельского хозяйства в целом или нескольких его отраслей.

Указанные методы комплексного картографирования могут применяться как в отдельности, так и вместе.

В настоящей статье освещаются вопросы комплексного сельскохозяйственного картографирования путем создания ряда крупномасштабных карт районов. Набор сельскохозяйственных карт при этом методе зависит от конкретных природных и экономических условий каждого административного района, от сельскохозяйственной специализации и уровня сельскохозяйственного производства в них. Однако ряд карт при всем их разнообразии будет типичным для многих районов, а именно: агроклиматическая, почвенно-агрохимическая, растительности, землепользований, полеводства, животноводства и узко специальные сельскохозяйственные карты.

Все эти карты могут составлять старшие землеустроители районов при участии соответствующих специалистов сельского хозяйства (агрономов, зоотехников, почвоведов и др.) района, колхозов и совхозов по единой заранее разработанной программе.

Для сравнимости показателей этих карт целесообразно их составлять на одномасштабной географической основе, построенной в одной проекции.

Агроклиматическая карта. Известно, что на правильное ведение сельского хозяйства влияет микроклимат района. Поэтому микроклиматические наблюдения и их отображение на специальной карте не только полезны, но и крайне необходимы для правильного руководства сельскохозяйственным производством в районе.

Такие наблюдения и микроклиматические сведения могут быть получены при помощи расширения сети метеорологических станций и пунктов, а также наблюдений на местах колхозных и совхозных агрономов и колхозников, опытников в хатах-лабораториях и домах сельскохозяйственной культуры.

При хорошо налаженной в районе метеорологической службе можно получить данные о климатических условиях района в целом, например: среднюю температуру воздуха за год и по отдельным месяцам; дату наступления первого и последнего заморозков; сумму осадков в миллиметрах за год и по отдельным месяцам; среднюю скорость ветра и преобладающее направление за год и по месяцам; среднюю высоту снежного покрова в сантиметрах по месяцам, продолжительность устойчивого снежного покрова; дату начала и конца выпадения снега.

Для картографирования необходимо, чтобы указанные микроклиматические наблюдения производились в нескольких пунктах района.

Из полученных данных следует отобрать для картографирования те, которые являются определяющими для сельскохозяйственного производства, а именно: осадки, сумма температур вегетационного периода и снежный покров. Другие климатические данные могут быть помещены в легенде карты.

Главный элемент содержания агроклиматической карты—осадки могут быть изображены способом цветного фона, а показатели темпе-

ратур способом изолиний. Снежный покров можно дать на карте значковым способом. Зоны, наиболее благоприятные по климатическим условиям для произрастания тех или других сельскохозяйственных культур, наносятся на карте ареалами.

Указанные карты можно оставлять в рукописном виде. Карты за ряд лет—ценный материал для изучения климатических условий, влияющих на сельскохозяйственные условия районов.

Почвенно-агрохимическая карта. Карта указанного содержания необходима для каждого района, колхоза и совхоза, так как она выявляет природные свойства земельных участков и позволяет наметить ряд мер для полного их использования с целью повышения урожайности полей.

Основное содержание карты—отображение почвенных разностей и видов удобрений, которые необходимо вносить для улучшения естественного плодородия почв. Оформление карты простое. Границы почвенных разностей показываются точечным пунктиром, а однородные почвенные контуры окрашиваются в одинаковые цвета или заштриховываются. По фону карты буквенными или геометрическими значками показываются виды удобрений, которые необходимо вносить в почву для улучшения ее качества, а размерами значков—количество удобрений, которое следует вносить на каждый гектар. Способом ареалов обозначаются места, нуждающиеся в известковании, и участки, ранее других пригодные к посеву.

В качестве приложения к карте дается почвенная экспликация, в которой отмечается: название почвенной разности, механический состав, характер подстилающих грунтов, основные агрономические особенности данной разности и дозировка удобрений по почвенным разностям.

Как правило, почвенно-агрохимические карты должны составляться почвоведом на основании специальных почвенных обследований территорий районов.

При отсутствии в районе таких обследований следует организовать силами колхозных агрономов изучение почв и составление почвенных карт с помощью землеустроителей.

Карта растительности облегчает планирование колхозного лесопользования и расчеты, связанные с увеличением и улучшением кормовой базы животноводства.

Основное содержание карты—леса и кустарники (гослесфонда, колхозного и совхозного землепользования), другие насаждения, луга, пастбища и болота.

Рассмотрим изображение на карте каждого из указанных элементов содержания.

Л е с а. На карте должны быть отображены: леса, лесопитомники, лесополосы, границы лесхозов и лесничеств, дома лесников. В лесах указываются: сеть лесных кварталов с их нумерацией, лесоразработки, породы деревьев, возраст леса, участки, пригодные для сенокошения и выпаса скота, вырубки и гари, ягодные и грибные места, участки, на которых растут лекарственные травы, и участки лучшей охоты. В лесах показывается заболоченность.

К у с т а р н и к и отображаются на карте с указанием их состава и подразделением на водоохранные и защитного значения, а также пригодные под пашню, сенокошение или пастбище.

Н а с а ж д е н и я. На карту наносятся земельные участки, занятые садами (с указанием количества и пород фруктовых деревьев), виноградниками, ягодниками, тутовниками, хмельниками, чайными плантациями или другими многолетними насаждениями с соответствующими количественными и качественными показателями.

Л у г а показываются с подразделением на заливные, суходольные и заболоченные. Каждый вид характеризуется на карте по следующим показателям: чистый, закустаренный, засоренный камнями, покрытый кочками и залесенный. Особо выделяются на карте улучшенные сенокосы и пахотопригодные сенокосы. Характеризуется травостой на лугах и количество накашиваемого сена с гектара площади.

П а с т б и щ а отображаются на карте с подразделением на суходольные и заболоченные. Каждый, в свою очередь, характеризуется на карте по таким показателям: чистый, закустаренный, залесенный, засоренный камнями, подверженный эрозии. На карте выделяются также улучшенные, обводненные, пахотопригодные пастбища и отмечается сезонность пользования пастбищами (летние, весенне-осенние, зимние или круглогодичные).

Б о л о т а изображаются с указанием их проходимости и классификацией по травостою (травяные, моховые и торфяные). Особо выделяются болота, занятые под торфоразработки. Отмечается фактическое использование торфа для сельского хозяйства в качестве удобрений и заготовок кормов для скота.

В зависимости от конкретных географических условий районов и масштаба карты объем содержания может быть сокращен или расширен за счет включения дополнительных показателей, качественных и количественных характеристик растительного покрова.

К а р т а з е м л е п о л ь з о в а н и й. На этой карте подробно изображаются границы землепользования колхозов, совхозов, подсобных хозяйств и другие, которые охвачены государственным земельным учетом и земельной регистрацией в районе. На карту наносятся все землепользования независимо от занимаемой ими площади. Если некоторые нельзя отобразить в своих контурах в масштабе карты, то их показывают внемасштабным условным знаком. Каждому отдельному землепользованию на карте присваивают порядковый номер (римской цифрой). Внутри землепользования отдельные контуры нумеруют арабскими цифрами. Карты оформляют принятыми при землеустройстве условными знаками и соответствующими для каждой категории землепользований. Важным приложением к карте должна явиться контурная ведомость земельных угодий по каждому землепользованию.

Наряду с указанными видами карт природных условий в ряде районов при наличии соответствующих картографических материалов создаются о р о г и д р о г р а ф и ч е с к и е карты, подробно отображающие рельеф земной поверхности в его микроформах и гидрографическую сеть с сооружениями на ней, г е о б о т а н и ч е с к и е и др.

К а р т а п о л е в о д с т в а предназначена для районного партийного и советского руководства и специалистов сельского хозяйства. Она должна также являться графическим справочным пособием в повседневной работе райплана, старшего землеустроителя района и главного агронома при планировании различных мероприятий в области полеводства и при решении оперативных вопросов растениеводства.

Основное содержание карты полеводства—элементы внутрихозяйственной организации территории: севооборотные массивы пашни, а также отдельные поля севооборота (полевого, кормового, овощного, прифермского и лугопастбищного), опытные поля и сортовые участки, полевые станы полеводческих и тракторных бригад, крытые тока, зерносушилки, овощехранилища, теплицы и парники, склады хранения минеральных удобрений, агролаборатории, элеваторы, ветряные, водяные и

паровые мельницы, крупорушки, маслобойни и пункты заготовительной сети.

Освоенные севообороты отмечают на карте особыми условными знаками. На карте отображают среднюю урожайность главнейших сельскохозяйственных культур и показывают фактическое количество внесенных удобрений по отдельным видам для каждого поля севооборота.

В рамках основной карты полеводства, если позволяет компоновка, можно размещать врезные карты и некоторые таблицы. В качестве врезных карт могут быть картограмма механизации и электрификации сельскохозяйственного производства, а также картодиаграммы посевных площадей и посевов главнейших сельскохозяйственных культур по каждому колхозу и совхозу. В таблицах приводятся данные о площадях пашни, в том числе по отдельным севооборотным массивам для каждого колхоза и совхоза.

При составлении карты используются графические (топографические и землеустроительные планы) и статистические материалы оперативной отчетности по полеводству района и годовые отчеты колхозов и совхозов. За ряд лет эти карты могут раскрыть историю развития полеводства в районе и тем способствовать лучшей организации сельского хозяйства.

Карта животноводства. Назначение этой карты—наглядно отобразить состояние животноводства и кормовой базы. Карта должна являться графическим справочным пособием в повседневной работе экономиста райплана, главного зоотехника, старшего ветеринарного врача и старшего землеустроителя района при планировании различных мероприятий в области животноводства и расширения и улучшения кормовой базы.

Карта животноводства помогает правильно организовать зооветеринарную работу в районе и облегчает повседневное оперативное руководство, контроль и отчетность по животноводству, а также планирование различного строительства животноводческих построек и силосных сооружений в колхозах и совхозах.

Кроме общегеографических элементов, составляющих географическую основу карты, в ее содержание включается ряд элементов специальной нагрузки. Сюда относятся границы землепользований, границы полей кормовых, прифермских и лугопастбищных севооборотов, луга и пастбища в сумме показателей, предусмотренной для карты растительности.

На пастбищах, кроме того, особыми наглядными значками отмечается вид скота, для которого эти пастбища предназначены. Каждому значку придается определенный вес, а расцветкой значка отображается принадлежность скота (общественный, колхозников, рабочих и служащих). Освоенные кормовые севообороты отмечаются пояснительной надписью. На карте показывается площадь и урожайность сеяных трав в полях севооборотов.

В хозяйственных центрах колхозов и совхозов показываются масштабными кружками разной расцветки животноводческие фермы (крупного рогатого скота, лошадей, свиней, овец, птиц). Особой расцветкой выделяются фермы племенного скота.

На карте отображаются условными знаками механизированные кормокухни, бетонированные силосные траншеи и ямы и силосные башни с указанием количества и качества засилосованных кормов, пасеки, заготовительные пункты: сена, скота, живсырья, молока; зооветпункты, шерстобитни, маслозаводы, бойни, скотомогильники. При наличии

в районе разного направления животноводства эта специализация отмечается на карте цветным фоном.

В рамках основной карты животноводства, если позволяет ее компоновка, размещаются врезные карты и некоторые таблицы. Сюжетами таких врезок могут быть: картограммы надоя молока, выхода мяса и настрига шерсти на 100 га сельскохозяйственных угодий по каждому колхозу и совхозу; картограммы крупного рогатого скота, в том числе коров, на 100 га пашни, лугов и пастбищ по каждому колхозу и совхозу; картограмма процентного соотношения лугов, пастбищ и сеяных трав к общей площади колхозов; картодиаграммы поголовья коров в личном пользовании колхозников, рабочих и служащих по каждому селению. В таблицах приводятся данные о площадях пашни, в том числе по отдельным севооборотам: кормовым, прифермским, лугопастбищным, лугам и пастбищам по колхозам и совхозам.

При составлении карты используются топографические и землеустроительные карты и планы и статистические данные по переписям скота и оперативной отчетности районов по животноводству. В качестве дополнительных материалов привлекаются годовые отчеты колхозов и совхозов и данные зоотехнического и ветеринарного персонала. При наличии в районе материалов геоботанических обследований они используются для более полной характеристики кормовых угодий.

Карты животноводства, составленные за ряд лет, представляют ценный материал по истории развития животноводства в данном районе.

Специальные сельскохозяйственные карты

Карта вспашек. Для графического учета зяблевой вспашки, весенней пахоты, подъема паров, лущения стерни и боронования целесообразно ежегодно составлять карту вспашек в районах. При помощи этой карты можно более правильно планировать организационные мероприятия по применению той или иной агротехники и осуществлять более конкретно оперативное руководство, учет и контроль в период посевных кампаний.

В качестве специальных показателей на географическую основу карты могут быть нанесены виды и число проведенных вспашек, а также техника, качество и сроки пахоты, подъема паров, боронования и лущения стерни. Особо отмечаются участки, где применяется при обработке почвы метод новатора Т. С. Мальцева.

Материалом для составления карты служат отчетные данные и материалы специально организованного графического учета. Составителями карт должны являться старшие землеустроители районов при консультации районных инспекторов ЦСУ и агрономов колхозов и совхозов.

Карта посевов по культурам, их уборке и урожайности. Для наглядного отображения пространственного размещения посевных площадей по культурам и хозяйствам целесообразно составлять районные карты посевов.

Одновременное изображение на карте плановой и фактической урожайности по культурам для отдельных полей севооборотов по каждому колхозному и совхозному землепользованию будет характеризовать плодородие почв.

Указанная карта явится пособием для оперативной работы по руководству посевной и уборочной кампаниями.

Наряду с картами указанных сюжетов могут быть составлены по каждому району карты специализации сельского хозяйства, карты внесения минеральных и органических удобрений, карты распространения

сорняков и вредителей сельскохозяйственных растений и мер борьбы с ними, карты размещения сельскохозяйственных предприятий и учреждений, заготовительной и торговой сети и ряд сельскохозяйственных карт другого содержания.

Тематика этих карт должна диктоваться конкретными природными и экономическими условиями районов и уровнем сельскохозяйственного производства в них.

К сожалению, в современной картографической литературе мало освещены вопросы крупномасштабного сельскохозяйственного картографирования; между тем, назрела необходимость активно включиться в разработку важных для сельскохозяйственного производства сельскохозяйственных карт административных районов.

СБОРНИК СТАТЕЙ ПО КАРТОГРАФИИ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

Выпуск 10

1958 г.

Канд. техн. наук ассистент Ю. С. Билич

**К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ ПОЛИТИКО-АДМИНИСТРАТИВНЫХ
КАРТ СССР**

Политико-административные карты советского государства издавались с первых же лет советской власти. До образования Всесоюзного картографического треста (1932) большинство карт было выпущено Картоиздательством НКВД РСФСР и 1-м Государственным картографическим заведением, позднее «Госкартографией» (бывшее заведение Ильина). Среди них были карты, издававшиеся на протяжении нескольких лет: «Административная карта СССР. Европейская часть» масштаба 1 : 3 000 000, «Союз Советских Социалистических Республик» масштаба 1 : 6 000 000, «Союз ССР» масштаба 1 : 10 500 000 и ряд таких же карт, но более мелкого масштаба. Они разнообразны по содержанию и оформлению. Это станет понятным, если учесть частые изменения в административно-территориальном делении СССР в эти годы, а также необходимость искать формы для отображения этих изменений на карте.

Создание Всесоюзного картографического треста (ВКТ) совпало с завершением в основном районирования СССР. Это обстоятельство в какой-то мере облегчало решение вопроса, но не позволяло ограничиваться внесением изменений в издававшиеся карты, многие из которых были получены со старых форм того же бывшего заведения Ильина, а обязывало к регулярному выпуску новых карт с использованием новейшей технологии—фотомеханического способа. Все это требовало проведения организационных мероприятий, поэтому в первые годы существования ВКТ его деятельность по изданию политико-административных карт была незначительна по сравнению с перечисленными выше учреждениями. Количественные и качественные сдвиги наступили позднее, чему способствовали в большой мере принятие в 1936 г. новой Конституции СССР, которая закрепила основные принципы и формы административного устройства Союза ССР, а также образование Главного управления государственной съемки и картографии (ГУГСК) и ГУГК НКВД СССР. Одна из задач ГУГК—обеспечить потребности народного хозяйства, науки и культурно-просветительных нужд Союза ССР общими и специальными картами, в том числе и политико-административными.

Планомерность начавшейся работы выразилась в создании политико-административных карт СССР масштабов 1 : 5 000 000 и 1 : 10 000 000, таких же карт Европейской части СССР масштабов 1 : 2 000 000 и 1 : 3 000 000, а также стенных учебных политико-административных карт СССР.

Переиздание некоторых из них продолжалось вплоть до послевоенных лет, когда они были или коренным образом переработаны, или на смену им пришли новые карты. Прежде всего это относится к многолетним изданиям карт СССР масштабов 1 : 5 000 000 и 1 : 10 000 000.

«Административная карта СССР» масштаба 1 : 5 000 000 была выпущена ВКТ ГУГСК НКВД в 1936 г. Карта составлена и оформлена на 2-й картфабрике ВКТ. Редактор С. Н. Солдатов. Карта имеет проекцию Каврайского. Кроме условных знаков, на ней помещены врезки: таблица «Административно-политическое деление СССР» и карта «Схема воздушных сообщений СССР» масштаба 1 : 30 000 000.

Говоря о содержании карты, следует отметить две особенности:

1) она, как и прежние издания, «чисто» административная, т. е. в отличие от имевшихся учебных административно-экономических карт и областных административно-хозяйственных на ней показан круг объектов, связанных с изображением территориального устройства СССР и его центров;

2) справочный характер карты.

По сути дела, в те годы политико-административные карты СССР были единственными справочными пособиями мелкого масштаба, и здесь это назначение особенно ярко выражено.

Очень подробно показаны населенные пункты, пути сообщения, а также границы. Размеры тонких штриховых значков границ (0,1—0,3 мм) для стенной карты незначительны. Особенности административно-территориального деления в основном передаются цветными кантами, причем размер и рисунок последних выбраны довольно последовательно в зависимости от изображаемых национально-территориальных образований. В применении на карте цветного фона эта последовательность до конца не выдержана: каждая из союзных республик показана своим цветом, РСФСР—представляет исключение; области УССР и Казахской ССР переданы близкими к основному фону оттенками, и при усилении их красными полосками областных границ создается впечатление цельности территории союзной республики и деления ее на однородные единицы; в РСФСР—каждая административно-территориальная единица дана своим цветом, причем по установившемуся обычаю чем меньше территория, тем она ярче окрашена; нет единства в изображении АССР в разных союзных республиках.

Таким образом, в отличие от других карт, на которых цвета и оттенки играли роль условных знаков, здесь окраска применена только для выделения территорий, хотя в некоторых случаях цветом переданы качественные различия. Такой принцип использования цвета на политико-административной карте СССР (он был уже не нов) нашел применение и на других картах этих лет и установился окончательно в следующие годы.

Карта была переиздана в 1937 г. с состоянием границ на 1 января 1937 г.

По сравнению с рассмотренной картой определенный шаг вперед представляют «Политико-административные карты СССР» масштаба 1 : 5 000 000 последующих изданий (1940 и 1941 гг.). Карты составлены в Центральной научно-редакционной картосоставительской части (ЦНРКЧ) ГУГК при СНК СССР, оформлены Ленинградской картосоставительской частью (отв. ред. И. Н. Ишмаев). Печать производилась на 1-й Картографической фабрике (Ленинград). Карты составлены в той же проекции, сохранена компоновка карты, только таблица условных знаков вынесена на поля карты, под южную рамку. Значительно повышена читаемость карты. Это достигается более удачным использованием шрифтов и пунсонов для показа населенных пунктов, а также большим отбором мелких населенных пунктов и второстепенных дорог. Не показаны пески, болота и солончаки; вместо них отмывкой изображен рельеф. Несмотря на то, что карта в целом содержала меньше сведений (хотя это не каса-

лось густонаселенных районов), справочная ценность ее не снизилась. Содержание карты и ее нагрузка как бы стали соответствовать масштабу и назначению карты. Описываемые карты привлекательнее по оформлению. Удачны сочетания областей, изображенных разными оттенками одного цвета с союзной республикой. Границы СССР, ССР, АССР, АО и национальных округов дополняются красным кантом разной ширины.

После незначительного перерыва карта СССР масштаба 1 : 5 000 000 с 1943 г. вновь ежегодно переиздается. Карты военных лет и первые послевоенные переиздания по сути дела повторяли по содержанию карту, составленную в 1940 г. Вносились поправки и дополнения, диктуемые происходящими в те годы изменениями в административно-территориальном устройстве СССР. Принципиально прежним оставалось и оформление. Здесь, правда, следует остановиться на карте СССР масштаба 1 : 5 000 000 выпуска 1946 г. под редакцией И. Н. Ишмаева и Л. Б. Ляпидус (составлена и оформлена НРКЧ ГУГК, отпечатана полиграфкомбинатом им. Молотова). Новое заключалось в том, что цвету придается большее значение, как условному знаку. Каждая союзная республика, в том числе РСФСР, окрашена в свой цвет. Области выделены более интенсивным цветным кантом по штриховому знаку границы, чем основная раскраска территории республики (это имелось и на предыдущих изданиях, но не распространялось на РСФСР). Однако вызывает удивление то, что не применены специальные отмывки для границ АССР и АО, а обычные красные канты сняты. Красные надписи названий не выделяют площадей автономных образований. Неудачно выполнены и имеющиеся на карте отмывки — они совершенно не выделяются. Между тем, рисунок границ и отмывки по ним здесь играют основную роль. Неудачное выделение границ и отсутствие четкого различия между ними сводили на нет правильный замысел наглядного показа особенностей устройства каждой республики (в том смысле, имеет ли она только областное деление или включает автономные образования и национальные округа), а не только площадей, занимаемых каждой административной единицей.

Чистые одноцветные поля раскраски территорий союзных республик создавали большие возможности для более четкого показа остальных элементов и даже, на наш взгляд, увеличения нагрузки. Но и здесь не все продумано. Например, железные дороги «забивают» карту, хотя и показаны коричневыми шашками. Плохо читаются подписи административно-территориальных единиц. Преимущества нового приема не были развиты и при составлении Новосибирской картфабрикой новой карты СССР масштаба 1 : 5 000 000 в 1947 г. был выбран прежний принцип раскраски территорий.

Другая группа карт — Политико-административные карты СССР масштаба 1 : 10 000 000 — была предназначена служить настольными справочными изданиями; их можно было использовать и как стенные при рассмотрении вблизи. Эти карты начали выпускаться с 1938 г. и служили продолжением карт такого же масштаба, издававшихся в конце 30-х годов «Госкартогеодезией». Но даже при беглом взгляде можно видеть, что общее у них с прежними литографскими изданиями только масштаб. Это были новые карты с детальным рисунком изображаемой в соответствии с масштабом территории, насыщенные сведениями справочного характера.

Политико-административные карты СССР масштаба 1 : 10 000 000, предназначенные для широкого распространения среди населения, были, пожалуй, одними из частых изданий вообще. Они наиболее оперативно отображали происходящие изменения в устройстве СССР, которые были в эти годы уже не столь часты, но порой многозначительны (образование

Прибалтийских советских республик, Молдавской ССР и др.). Поэтому на картах давались даты, на которые показывались административные границы. По годам издания распределялись следующим образом: одно в 1938 г., два — в 1939 г., одно в 1940 г. (1-е издание), два в 1941 г. (2-е и 4-е издания).

Однотипны карты СССР, выпущенные в 1938 г. и 1939 г. Первые составлены и оформлены Московской Картчастью ГУГСК НКВД, остальные — НРКЧ ГУГК при СНК СССР. Ответственный редактор всех этих изданий С. Н. Солдатов. Прежде всего на карте даны довольно «устоявшиеся» условные знаки границ и населенных пунктов, а также сведения, которые обычно помещаются и теперь на политико-административных картах. Количество жителей в населенном пункте отображено размером и рисунком пунсона, а тип — размером и рисунком шрифта надписей. Красочное оформление такое же, как и на картах СССР масштаба 1 : 5 000 000. Цвета, выбранные для выделения союзных республик, становятся для некоторых традиционными: фиолетовый — БССР, зеленый — УССР, коричневый — Казахская ССР. Красный цвет, который дан по границам ССР, АССР и АО, очень невыразителен, поэтому справку можно быстрее получить по надписям, которые даны по возможности для каждой административно-территориальной единицы. На карте показаны: пути сообщения, реки, озера и каналы. Излишне детальный показ гидрографии ухудшил читаемость основного содержания карты.

Более совершенная — «Политико-административная карта СССР» масштаба 1 : 10 000 000, издание 1-е, 1940 г. Она также составлена в НРКЧ ГУГК, отпечатана полиграфкомбинатом им. Молотова. Ответственный редактор С. Н. Солдатов. Карта лучше читается и имеет большую нагрузку населенными пунктами. За счет применения более мелких и компактных шрифтов для надписей число населенных пунктов увеличилось на 50—60%. Кроме того, названия населенных пунктов не подчеркиваются. Целеустремленный отбор рек и озер, более четкое выделение основных речных систем также способствовали улучшению читаемости карты.

Принцип раскраски территорий остался прежним, но само оформление карты улучшилось. Светлый, легкий цветной фон с добавлением интенсивных кантов по границам сделал ее более привлекательной и удобной для чтения. И, наконец, области, одноименные с центрами, не подписаны, о чем имеется соответствующее примечание.

Следующие переиздания этой карты — второе, третье, четвертое и пятое (1941—1942) — повторяли ее компоновку, а оформление их зависело от более или менее удачной печати. Такой же она выпускалась и в послевоенные годы, выходя по 4—5 раз в год, пока не была создана карта СССР масштаба 1 : 8 000 000.

Политико-административные карты Европейской части СССР издавались первоначально Ленинградской картфабрикой ГУГСК НКВД СССР в масштабах 1 : 3 000 000 и 1 : 2 000 000. Первое издание карты Европейской части СССР масштаба 1 : 3 000 000 относится к 1936 г., второе и третье — к 1938 г. и 1939 г. Она выпускалась также в 1940 и 1941 гг. Эта карта имела своей предшественницей выпускавшуюся Картоиздательством НКВД карту Европейской части СССР такого же масштаба. Она почти повторяла ее по компоновке, но стала содержательней. Это относится не только к изображению населенных пунктов, которых более чем в 1,5 раза больше, но и к путям сообщения и гидрографии, что стало возможным за счет способа печати (прежние издания были литографскими), более тонкого и изящного оформления.

Населенные пункты классифицируются по числу жителей, административному значению и типу. Показаны также железные дороги и реки. Очевидно, при составлении был учтен опыт предыдущих многолетних изданий карты масштаба 1 : 3 000 000 и в отличие от первых изданий карты СССР масштаба 1 : 5 000 000 на этой карте все кажется взятым «в меру». Это содержание сохранилось и при последующих переизданиях. При раскраске использован принцип, применявшийся и на картах СССР. На карте помещены две врезки—условные знаки и таблица административно-территориального деления Европейской части СССР.

В 1938 г. была издана «Политико-административная карта Европейской части СССР» масштаба 1 : 2 000 000. Административные границы даны на 5 октября 1938 г. Ответственный редактор А. Г. Дуров. Эта карта более детальная. Например, нагрузка населенными пунктами по сравнению с предыдущей в 4—5 раз больше. Подробно показаны реки и озера, болота и пески. Тщательно отмытой передан рельеф. Здесь чувствуется стремление передать не только политико-административное устройство изображенной территории, но и ее природные условия.

Многое сделано для того, чтобы карта хорошо читалась: удачно подобраны шрифты для надписей, которые должны читаться на расстоянии; выразительны широкие цветные канты по границам ССР; удачны светлые тона для окраски территорий.

Однако стремление к увеличению справочной ценности карты, которое было характерно для политико-административных карт СССР этих лет, привело к противоречию между детальным показом содержания и назначением карты как стеной (она являлась такой по размерам и компоновке). По сути дела, содержание карты можно было прочесть, пользуясь только отдельными ее листами. Это замечание относится также и к современным, так называемым справочным политико-административным картам СССР, которые выпускаются как стенные издания.

Большая работа продолжалась над учебными политико-административными картами СССР. Одной из ранних явилась изданная в 1933 г. «СССР. Политическая карта» масштаба 1 : 5 000 000, составленная в НРКЧ. Ответственный редактор З. Ф. Караваева, консультанты Н. И. Заславский и В. Г. Эрдели. Эта карта вышла 2—4-м изданиями в 1940—1941 гг. и в дальнейшем опять была использована (1950) как основа для переизданий. Карта предназначалась для начальной школы; издавалась на русском языке и на языках других национальностей СССР.

В 1938 г. была выпущена учебная «Политико-административная карта СССР» масштаба 1 : 5 000 000 для средней школы, составленная и оформленная на 2-й картфабрике ГУГСК НКВД СССР. Это также стенная карта, поэтому на ней незначительная нагрузка и крупные условные знаки.

Двумя изданиями (1938 и 1939) вышла стенная учебная «Союз ССР. Политико-административная карта» масштаба 1 : 4 000 000, составленная и оформленная Московской Картосоставительской частью ГУГСК НКВД СССР. Ответственный редактор С. Н. Солдатов. Она представляла собой исключительно красочную карту, но по принятым условным знакам и нагрузке такая же, как выпускавшиеся позднее и вошедшие в практику стенные учебные карты масштаба 1 : 5 000 000.

Первое издание стеной политико-административной карты СССР масштаба 1 : 5 000 000 для средней школы вышло в 1940 г. под редакцией С. Н. Солдатова. Составлена карта в НРКЧ ГУГК при СНК СССР.

Карта красочна, со вкусом оформлена; четко выделены красные пунсоны столиц и административных центров. Второе и третье издания вышли в 1940 г., четвертое—в 1941 г. без существенных изменений.

Предприятиями ГУГК в 40-х годах выпускались также мелко-масштабные политико-административные карты СССР. Они помещались в школьных атласах и учебниках, выходили отдельными изданиями (например, карта СССР масштаба 1 : 15 000 000 из БСАМ, карта СССР масштаба 1 : 18 000 000).

С образованием ГУГСК и ГУГК при СНК СССР печать политико-административных карт СССР производилась большими тиражами; другими издательствами они выпускались несравненно реже. Среди них можно назвать Госиздат, карты которого помещались в качестве иллюстраций, на плакатах и имели агитационно-пропагандистское значение.

В годы Великой Отечественной войны, как уже указывалось, продолжались переиздания ряда политико-административных карт СССР. Новое издание военного времени—«Политико-административная карта СССР. Европейская часть» масштаба 1 : 3 500 000. Она представляла компактную стенную карту; вся изображенная территория СССР дана одним цветом. Особенности политико-административного деления переданы обозначением столиц и центров, надписями названий административно-территориальных единиц и границами. Интересен знак границ: все одноименные границы независимо от принадлежности к союзной республике показаны одинакового рисунка штриховыми знаками с добавлением полосы красного или зеленого цвета. В результате хорошо заметны различия в устройстве разных союзных республик; при этом выделяются и площади республик, областей и краев. Карта имела широкое распространение, так как являлась наиболее крупной по масштабу справочной картой Европейской части СССР, интересовавшей в эти годы всех.

В послевоенные годы в связи с устранением трудностей, вызванных войной, продолжались переиздания и переработка ранее изданных карт с целью их совершенствования. Наряду с этим вскоре развернулась основательная работа по созданию новых политико-административных карт СССР. В 1949—1950 гг. были достигнуты новые успехи в работе над этими картами. Здесь сказалось и изучение опыта предыдущих многолетних изданий, и успехи советской картографии в области создания справочных, учебных и других специальных карт.

Совершенствуется издание политико-административной карты СССР масштаба 1 : 5 000 000, составленной в 1947 г. Выходит новая справочная политико-административная карта СССР масштаба 1 : 8 000 000, а также политико-административная карта Европейской части СССР масштаба 1 : 4 000 000. В 1950 г. были начаты переиздания составленных в 1938—1940 гг. карт СССР масштаба 1 : 5 000 000 для начальной и средней школы, а с 1951 г.—выпуск политико-административной карты Европейской части СССР масштаба 1 : 2 500 000. Отдельными изданиями выходят мелкомасштабные карты, помещаемые в атласах. Для последних лет характерна политико-административная карта СССР масштаба 1 : 15 000 000 из Атласа мира.

Работа по совершенствованию и созданию новых политико-административных карт СССР не прекращается и в настоящее время. Только в последние годы составлены и изданы «Политико-административная карта СССР» масштаба 1 : 4 000 000 и такая же карта Европейской части СССР масштаба 1 : 2 000 000. Интересно проанализировать и сравнить с ранее изданными картами новые варианты.

«**Политико-административная карта СССР**» масштаба 1 : 5 000 000, составленная в 1947 г. (ответственный редактор Л. Б. Ляпидус) и отпечатанная Новосибирской картфабрикой, должна была явиться усовершенствованным изданием по сравнению с предыдущими. Она больше удовлетворяет своему назначению как справочная карта, особенно в отношении изображения населенных пунктов. Классификация по числу жителей и административному значению осталась прежней, но шрифты надписей иные—тонкие по рисунку и гротескные, что позволило увеличить нагрузку населенными пунктами на 15—25 %, не снизив читаемости карты. Рисунок береговой линии и рек, составленных заново, и знаки железных и шоссейных дорог также читаются лучше.

Своеобразно оформление карты. Особенно заметно применение цвета для выделения только площадей. Красочный эффект создается широкими полосами цветных отмывок по границам ССР, АССР, АО и областей (краев), причем ширина канта зависит от площади республики или области. В результате нет единства даже в условных знаках союзных республик. Те из них, которые расположены рядом с СССР, читаются как области (речь идет о первом впечатлении, которое создает расцветка, но не тонкие штриховые значки и надписи, читающиеся вблизи). АССР выделены тонкой красной полоской по границе, которая теряется среди пестрых кантов. В результате хорошо читаются только автономные республики, имеющие большие площади. И в этом отношении вряд ли можно говорить о шаге вперед. Эта расплывчатость, незаметная смена гармонирующих между собой красок скорее создает пестроту, чем выделяет территории и тем более особенности политико-административного устройства.

Дальнейшие издания этой карты свидетельствуют об увлечении полутонами. Но нет широкой каймы по границам некоторых АССР и областей. Даны одинаковые неширокие кантики, которые хорошо читаются на светлом фоне карты. РСФСР в отличие от прошлых изданий показана по возможности близкими сиреневыми, розовыми и желтыми тонами. Такой карта осталась и при последнем издании (административно-территориальное деление на 1 января 1955 г.).

На примере этой карты видно, как наглядный показ особенностей политико-административного устройства СССР в целом и отдельных союзных республик свелся к применению гармонирующих между собой цветовых сочетаний для выделения территорий административно-территориальных единиц, но не типов их. Все меньшее значение придается выделению границ и различий между ними.

Такой подход нашел выражение на политико-административной карте «**Союз Советских Социалистических Республик**» масштаба 1 : 4 000 000, которая была составлена Омской картфабрикой ГУГК в 1953 г. (редактор М. А. Якимова) и издается в настоящее время. Новая карта почти полностью сохраняет компоновку карты СССР масштаба 1 : 5 000 000 и та же коническая равнопромежуточная проекция. Она напечатана на 4 листах, но по-прежнему предназначена служить стеной картой. Изучение классификации и нагрузки элементов содержания показало, что увеличение масштаба до 1 : 4 000 000 не использовано для повышения справочной ценности карты, а также для приближения карты к типу стеной в смысле увеличения размеров условных знаков. Подробнее показана гидрография: теперь карта пестрит небольшими по размерам безымянными речками и точками мелких озер. Изображен не только рельеф, но и болота, солончаки, пески (черными точками и сини-

ми штрихами). Они бросаются в глаза особенно там, где занимают большие площади, например в Западной Сибири и Средней Азии. Иной раз создается впечатление, что они внесены не для улучшения содержания этого типа специальной карты, а для заполнения «пустоты».

Увеличение масштаба карты не решило, а скорее поставило вопрос: в каком направлении должны совершенствоваться справочные и стенные политико-административные карты СССР. То же можно сказать и об элементах содержания: на этой карте дополняется содержание специальной карты, какой является политико-административная, данными о природных особенностях территории СССР.

Столицы и центры на карте выделены шрифтами. Из границ наиболее выразительная—государственная граница СССР. Цветная отмывка по другим границам дана в тон с основной территорией, сами же тонкие черные штриховые значки и черные надписи всех административно-территориальных единиц читаются только при внимательном рассмотрении. Карта в целом со вкусом оформлена, но цветной раскраской выделены только **территории** республик, областей и краев. Отсутствует и таблица политико-административного деления СССР. Это, а также самый подход к изображению особенностей устройства СССР нельзя оправдать знакомством с ним даже рядового читателя. На карте этого типа все должно быть подчинено основному назначению—показу административного деления СССР.

Кратная по масштабу с предыдущей **политико-административная карта СССР масштаба 1 : 8 000 000** была составлена и оформлена НРКЧ ГУГК под редакцией А. И. Семенова в 1949 г. и стала ежегодно переиздаваться. Такой масштаб обусловлен стремлением использовать максимальные размеры однолистной карты с одновременным расширением ее содержания. Выход этой карты следует считать положительным. Здесь не просто частично улучшена прежняя карта, но она составлена вновь с использованием возможностей нового масштаба и опыта создания карт в послевоенные годы.

Положительными следует считать: вынос на поля карты, под южную рамку, таблицы «Политико-административное деление СССР», которая раньше закрывала часть территории Китая и Корею; более подробное и принципиально правильное с точки зрения назначения карты изображение населенных пунктов не только по административному значению и числу жителей, но и по типу населения; применение условных знаков тонких по рисунку и небольших размеров (подписи населенных пунктов, красные и коричневые нити железных и шоссейных дорог вместо традиционных шашек и параллельных линий).

Последний момент, а также увеличение площади карты позволили сделать ее более подробной, в частности увеличить нагрузку населенными пунктами до 2—3 раз. И здесь это более оправдано, так как карта СССР масштаба 1 : 8 000 000, если и используется как стенная, то при рассматривании вблизи вся легко обозрима. По оформлению она повторяет карту СССР масштаба 1 : 5 000 000 тех же лет.

Карта СССР масштаба 1 : 8 000 000, составленная в 1953 г. Омской картфабрикой ГУГК (редактор М. А. Якимова), оформлена аналогично карте СССР масштаба 1 : 4 000 000 и также дополнена изображением болот, солончаков и песков, что при принятых способах изображения не способствует более четкому показу устройства союзных республик, как это видно на примере Туркменской ССР. И также снята столь характерная для прошлых изданий таблица политико-административного деления СССР. Положительная сторона карты—это более удачный

набор шрифтов для надписей населенных пунктов и самостоятельное выделение «прочих городов» и «поселков городского типа» (вместо «городов и рабочих поселков»).

Среди политико-административных карт СССР более мелких масштабов можно отметить карту «Союз Советских Социалистических Республик» масштаба 1 : 15 000 000 из Атласа мира, которая выпускается и самостоятельным изданием (редактор В. Д. Холодок).

Она также типична в отношении установившегося в последние годы подхода к изображению особенностей политико-административного деления СССР.

Заканчивая обзор политико-административных карт СССР, уместно сказать о политико-административной карте СССР масштаба 1 : 7 000 000, которая составлялась в Московской картографической части РИО ВТС в 1943 г. и с исправлениями выходила до 1950 г. Ее целесообразно сравнивать не по содержанию с картой СССР масштаба 1 : 8 000 000 (справочная ценность последней, несомненно, выше), а рассмотреть как пример иного оформления.

Каждая союзная республика дана своим цветным фоном, который выделяет занимаемую ей территорию. Особенности административно-территориального деления переданы рисунком и отмывкой границ (отмывка гармонирует с основным фоном территории союзной республики) в следующей классификации: границы СССР; ССР; краев, АССР и областей; автономных областей; национальных и административных округов.

Обращает внимание особый, принципиально более правильный показ границ края (выделение их шириной канта среди АССР и областей). АССР на карте в отличие от областей даны более интенсивной окраской территории. Автономные области имеют тонкий красный кант по штриховому знаку границы, но большего собственно и не требуется, так как выделение границ края уже говорит о наличии в нем автономной области. Карта имеет свои неудачи и недостатки (не во всех ССР четко выделены границы; нельзя считать решенным принятое выделение одноименных административных единиц для всего Советского Союза; спорным кажется замена одинакового для всех союзных республик условного знака границы отмывками разного цвета), но сам вариант оформления — наглядная передача особенностей политико-административного устройства СССР — заслуживает, на наш взгляд, внимания и совершенствования.

Несколько слов о политико-административных картах Европейской части СССР. В 1950 г. вслед за картой СССР масштаба 1 : 8 000 000 была выпущена карта Европейской части СССР масштаба 1 : 4 000 000. Она компактна по своим размерам (формат бумаги 84×100 см) и является стенным изданием, которое хорошо читается вблизи. Эта карта, несомненно, имеет место в общем ряду политико-административных карт СССР. Но, как показывает данный обзор, карты Европейской части СССР составлялись всегда в более крупном масштабе по сравнению с существующими картами СССР, чтобы дать подробнее этот важный и густонаселенный район нашей страны.

Следует также упомянуть об одном из первых послевоенных изданий «Политико-административной карте СССР. Европейская часть» масштаба 1 : 2 000 000. Чтобы быстрее удовлетворить необходимость в подобных изданиях, карту получили увеличением «Карты СССР» масштаба 1 : 2 500 000 (под общей редакцией И. П. Заруцкой), сохранив в основном ее нагрузку. Однако эта карта имела характер временного

издания. Достигнутые в предвоенные годы успехи в создании политико-административных карт СССР надо было приумножить более вдумчивым подходом.

Поэтому в 1952—1953 гг. на Омской картографической фабрике ГУГК под редакцией С. Б. Баудиной была вновь составлена справочная карта Европейской части СССР масштаба 1 : 2 000 000.

По содержанию и оформлению она имеет много общего с рассмотренными выше картами, поэтому отметим только то, что является ценным и заслуживает внимания. Прежде всего показ, пожалуй, впервые центров районов и городов районного подчинения, что свидетельствует о правильном использовании возможностей масштаба в первую очередь для расширения показа особенностей политико-административного деления СССР. Это подтверждает то, что целесообразно выпускать карты Европейской части СССР, отличающиеся от карт СССР, а не повторяющие их в более крупном масштабе. Столицы и центры краев и областей даны кварталами и пунсонами красного цвета, хорошо выделяющимися на всей карте. Границы здесь тоже не выделяются (за исключением границ ССР), но АССР, АО и края подписаны красным цветом.

Значительно удачнее изображены элементы природного ландшафта; выразителен рельеф, который дан отмывкой (на других картах он читается только на сером фоне окружающей территории); пески показаны коричневыми точками, гармонирующими с цветной раскраской карты; болота и солончаки изображены тонкими штрихами синего цвета, не выступающими на первый план.

Таковы в общих чертах результаты проведенного нами исследования политико-административных карт СССР, о которых можно сообщить в рамках журнальной статьи. Первоначально наше внимание привлекло оформление изданных карт. Но в дальнейшем, при анализе карт, мы рассматривали их оформление в неразрывной связи с содержанием.

Это позволяет сделать некоторые предложения, касающиеся дальнейшего совершенствования политико-административных карт СССР вообще.

Прежде всего, на наш взгляд, должно более четко воплощаться назначение этих карт. Среди большого количества справочных и общегеографических карт, выпускаемых и намеченных к выпуску на территорию СССР, они должны еще больше выделяться как группа специальных карт, основное содержание которых составляет политико-административное устройство СССР. Это означает прежде всего отказ от установившегося в последние годы общего показа наряду с областями и краями автономных республик и автономных областей, которые являются не просто административно-территориальными единицами соответствующих союзных республик и которые характеризуют формы советской национальной автономии. Карты этого типа должны давать более подробную справку об административном делении СССР, чем какие-либо другие, поэтому на них уместно помещать различные справочные таблицы политико-административного деления СССР с указанием точной даты, на которую даны сведения.

Особое внимание должно быть уделено вопросам генерализации на политико-административных картах СССР собственно границ и населенных пунктов, причем решение их не должно быть сведено к показу линии границы и определению нагрузки населенными пунктами, а к показу и выделению особенностей государственного устройства СССР

и политико-административного деления каждой из союзных советских социалистических республик, к выделению признаков, важных для характеристики населенных пунктов, как столиц и административных центров. И здесь большое значение приобретает использование цветового оформления как одного из приемов генерализации. Цвет и окраску надо рассматривать не только как средство украшения и выделения отдельных территорий, но и как один из важнейших условных знаков на этой карте. Нам кажется, что в связи с этим цветовое оформление может быть неодинаковым на всех картах, а различным в зависимости от масштаба и назначения карт (стенная, настольная, карта для атласа). Это не внесет разнобоя, так как многочисленные области, например в РСФСР и Казахской ССР, не имеют постоянной окраски и на существующих картах различных масштабов.

Здесь мы имеем в виду более широкое применение на политико-административных картах СССР однотонной окраски территорий союзных республик, в том числе и РСФСР, и выделения при этом границ выразительными цветными кантами и штриховыми значками. Это значительно улучшит читаемость и облегчит работу (в отношении совмещения красок) по созданию, в частности, карт СССР мелких масштабов, где области РСФСР показаны оттенками двух-трех гармонирующих цветов, так что границы между соседними территориями трудно различимы. Однотонная окраска территории РСФСР позволит успешнее выделять границы Совнархозов, к чему, несомненно, будут прибегать теперь, пользуясь политико-административными картами СССР.

Хотя политико-административные карты являются одними из многолетних изданий, из приведенных в исследовании примеров не следует, что решен вопрос о показе на них специальных экономических элементов и тем более об объеме сведений, касающихся природных условий территории. По сути дела, все выпускаемые в настоящее время политико-административные карты СССР—справочные, а подробность элементов содержания зависит только от масштаба. Положительным является выпуск карт в кратных масштабах (1 : 8 000 000, 1 : 4 000 000, 1 : 2 000 000), но и в этом случае необходимо более продуманно подойти к набору политико-административных карт СССР—стенных, настольных, небольших по размеру и альбомных, решая в каждом отдельном случае вопросы нагрузки и выбор способов изображения всего содержания.

Изучение опыта создания политико-административных карт СССР показывает, что подробную общегеографическую основу целесообразно иметь картам сравнительно крупных масштабов, таких как 1 : 2 000 000 для Европейской части СССР. Это должны быть справочные карты, которые позволят решать вопросы административно-территориального устройства с учетом экономических и природных особенностей территории. Поэтому они должны давать представление о типах и густоте населенных пунктов, о связи их между собой и обеспеченности территории путями сообщения, о густоте речной сети и озер и о других природных условиях. Рельеф на таких картах, например, следует передавать не только отмывкой, но и дополнять ее подписями орографических единиц и высот. Сравнительно большие площади, занимаемые на таких картах областями и республиками, позволяют окрашивать их в светлые тона, что обеспечивает хорошую читаемость карты в целом. Карты таких масштабов удобны для пользования отдельными листами, но они будут использоваться и как стенные, поэтому здесь, очевидно, необходимо прибегнуть к двуплановому изображению содержания.

Наряду с этим необходимы действительно стенные политико-административные карты, отличающиеся от карт одноименных масштабов размерами условных знаков и нагрузкой. Они должны хорошо читаться на расстоянии и давать наглядную картину политико-административного устройства СССР. При оформлении таких карт следует отдать предпочтение выделению территории каждой союзной республики. Здесь подробная характеристика природных условий излишня; из всех элементов, кроме гидрографии, можно сохранить рельеф, показав его выразительной отмывкой. Все административно-территориальные единицы должны быть по возможности подписаны, особенно если отсутствует таблица политико-административного деления СССР.

При наличии карт таких назначений карта СССР масштаба 1 : 8 000 000, рассчитанная на широкое распространение и предназначенная для чтения вблизи, займет место справочного издания, дающего читателю детальную справку в соответствии с масштабом о территориях административно-территориальных единиц и их центрах.

Эти пожелания не являются, конечно, исчерпывающими, но они направлены на то, чтобы наши карты лучше отвечали все возрастающим требованиям, предъявляемым к ним нашей жизнью.

Уместно вспомнить то исключительное, бережное внимание, которое уделял В. И. Ленин в «Письмах об учебном атласе» вопросу показа границ и особенностей устройства Советского государства.

Эти указания не устарели.

В резолюции XX съезда КПСС по отчетному докладу ЦК КПСС отмечается: «В своей национальной политике партия исходила и исходит из ленинского положения о том, что социализм не только не устраняет национальных различий и особенностей, а, наоборот, обеспечивает всестороннее развитие и расцвет экономики и культуры всех наций и народностей».

Закон «Об отнесении к ведению союзных республик разрешения вопросов областного, краевого административно-территориального устройства», принятый на шестой сессии Верховного Совета СССР, проходившей в феврале 1957 г., явился новым важным шагом в расширении прав союзных республик. Он направлен на обеспечение всестороннего учета национальных особенностей союзных республик, на укрепление их экономики и на еще большее упрочение дружбы народов Советского Союза.

Все это требует от нас более совершенного изображения особенностей советского государственного устройства и существующего административного деления на политико-административных картах СССР.

СБОРНИК СТАТЕЙ ПО КАРТОГРАФИИ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

Выпуск 10

1958 г.

Е. И. Солдаткин

**К ВОПРОСУ КАРТОГРАФИРОВАНИЯ ОХОТНИЧЬЕГО
ХОЗЯЙСТВА**

Значение охоты в Советском Союзе очень велико. Более полутора миллионов охотников ежегодно дают стране на сотни миллионов рублей пушнины, мяса, пуха, пера и других продуктов охоты. Немало пушнины идет и на мировой рынок. Но добыча шкурок и мяса далеко не полностью удовлетворяет растущие потребности нашей страны. Поэтому необходимо неустанно улучшать организацию охотничьего хозяйства.

Для правильной и полноценной его эксплуатации в настоящее время нужны специальные охотничьи карты и атласы, причем составление их должно стоять на соответствующем научном уровне. Изданные в небольшом количестве охотничьи карты и карты-схемы имеют ряд крупных недостатков, о которых кратко будет сказано ниже.

Животный мир отражается на картах с древнейших времен. На реке Кубани в районе Северного Кавказа была найдена относящаяся к III в. до н. э. серебряная ваза с выгравированным на ней планом охотничьего угодия. Значение отображения животного мира хорошо понимали ученые древней Греции. В той или иной степени отражали животный мир и на некоторых картах средневековья (например, Герфордская карта 1260 г.), помещая изображения различных зверей и рыб с описанием мест их обитания.

В древней Руси охота имела существенное экономическое значение, являясь для князей одной из главных статей дохода, а для народа — источником удовлетворения насущных жизненных потребностей. Поэтому животный мир и охотничий промысел отражался уже на первых русских картах.

Не останавливаясь на характеристике дореволюционных карт, скажем несколько слов о некоторых картах советского периода.

В 1925 г. вышла из печати III часть книги «Основы охотоведения» (автор Д. К. Соловьев), к которой приложена «Карта экономического значения промысловой охоты в СССР», составленная в конической конформной проекции. Зеленым цветом, различными способами (отмазкой, сеткой, двойной сеткой) показаны районы охоты по их экономическому значению. Красной линией изображены границы районов, где сроки охоты обозначены согласно декрету ВЦК и СНК от 24/VIII 1922 г. Недостаток карты — отсутствие масштаба.

В книге С. И. Огнева «Звери СССР и прилежащих стран», изданной в 1935 г., дан ряд карт с изображением распространения различных животных. Все карты одноцветны. В книге III имеется «Карта распространения ласки в СССР и прилежащих странах», на которой разными условными знаками показано распространение различных видов ласки. Условные знаки довольно наглядны, но карта небрежно вычерчена и имеет много географических ошибок: река Чу показана неверно (на

карте вытекает из озера Иссык-Куль, в действительности же исток реки находится западнее озера), исток реки Ангары на карте указан от г. Иркутска, а не из озера Байкал; совершенно искажено изображение рек Индигирки и Колымы, не везде подписаны меридианы и параллели, не указан масштаб. Так как основа этой карты использовалась для ряда других карт книги, все ошибки повторяются и на них. Такие грубые географические ошибки и в таком количестве возможны лишь в случае составления карты человеком, ничего в этом деле не понимающим.

В 1947 г. вышла книга «Спутник ружейного охотника», к которой приложена схематическая карта заповедников и охотничьих угодий Московской области, составленная в масштабе 1 : 1 000 000. Карта напечатана в два цвета—в черный и красный. На карте отображены: гидрография, населенные пункты, особенно по шоссе и железным дорогам, пути сообщения, граница Московской области, границы охотничьих хозяйств и заповедников. Все это показано черной краской, красным цветом напечатаны цифры, указывающие принадлежность охотничьих хозяйств к различным обществам. Крупный недостаток карты в том, что на ней отсутствуют шесть южных районов области.

Две карты-схемы даны как приложения к книге «Охота в Подмосковье» (1947). На одной из схем отображены геоморфологические данные о Московской области; выделены приволжская возвышенность, средневисотная волнистая равнина, мещерская низина. Все эти геоморфологические данные напечатаны красным цветом. Кроме них, на схеме показаны: Московский государственный заповедник, границы области и районов, районные центры, железные дороги. В данной книге такая карта-схема бесполезна. На второй карте-схеме показаны заповедники, заказники, а также принадлежность их территорий к различным охотничьим хозяйствам. Схема выполнена грубо. Смещение красок настолько велико, что железные дороги, напечатанные красным цветом, почти везде проходят мимо городов. Ни одна железная дорога не доведена до конца рамки. Показ расположения территорий охотничьих хозяйств на данной схеме расходится с показом на схеме «Места охоты и заповедники Московской области», хотя они изданы в один год. Схемы с такими ошибками вредны, так как вводят в заблуждение охотников.

Можно было бы описать еще несколько карт, отражающих в какой-то мере охотничье хозяйство, животный мир; но достаточно и сказанного, чтобы показать насколько плохо и мало уделялось внимания этому вопросу.

У нас имеются учебные зоогеографические карты, отражен животный мир в некоторых учебных атласах: в I томе Большого советского атласа мира, во II томе Морского атласа. Есть небольшие карты-схемы в зоологическом музее при МГУ. Несколько карт-схем помещено в некоторых номерах журнала «Охота и охотничье хозяйство». Ряд демонстрационных карт, посвященных охотничьему хозяйству, имеется в павильонах ВСХВ.

Из сказанного видно, что в основном они или служили иллюстрациями к специальной литературе, или давали самые общие сведения (учебные карты, зоогеографические карты атласов и т. п.).

Охотоведы отлично понимали значение карты. Известный охотовед Д. К. Соловьев в своей брошюре «Что такое охотничье хозяйство» (1919) писал, что начинать организацию охотничьего хозяйства следует с создания карты участка в крупном масштабе. Для составления основы рекомендовалось пользоваться сельскохозяйственными картами (планами). Такие карты Д. К. Соловьев считал необходимыми для правиль-

ного производства охоты. Правда, в 1925 г. тот же автор в III части «Основ охотоведения» делает ошибку, советуя пользоваться на картах произвольными (выделено Е. С.) условными знаками. Нельзя предлагать в каждом охотничьем хозяйстве обозначать различных зверей и птиц разными знаками. От такой карты мало пользы, так как понятна она будет только тому, кто ее составил.

Наиболее крупное картографическое произведение, отражающее охотничье хозяйство,—изданная в 1956 г. карта «Подмосковье». Карта, предназначенная для охотников и рыболовов, составлена в довольно крупном масштабе—1 : 600 000. На карте отображены общегеографические и административные элементы: гидрография, леса, кустарники, болота, пути сообщения, населенные пункты с выделением центров областей и районов, границы областей и районов и. специальные элементы: основные виды охотничьей фауны с разделением ее на зверей, птиц и рыб; границы охотничьих хозяйств; границы государственных заповедников; граница запретной зеленой зоны вокруг Москвы. Геометрическими фигурами (треугольниками) обозначены рыболовные базы с указанием принадлежности их обществу. Крупными цифрами указана принадлежность охотничьих хозяйств, шрифтом вразрядку даны их названия.

Выпуск подобной карты—начало серьезного картографирования охотничьего хозяйства. Но карта имеет ряд недостатков и недоработок. Прежде всего на ней не показано шести южных районов области* и неудачно отображены территории заповедников, границы которых обозначены красным цветом и теряются среди других элементов, отпечатанных также красным цветом (условные обозначения зверей, птиц, дорог). Не следует указывать животных и птиц, водящихся на территории заповедника, так как охота там запрещена. На карте показаны рыболовные базы, но не даны охотничьи базы, не выделены заказники, территории, отведенные для натаски и нагона собак, слишком слабо отражены болота. Условные обозначения рыб включают лишь 10 видов, этого мало. Условные обозначения видов рыб проставлены лишь на озерах и на р. Волге. Не указано, где и какая рыба водится на других реках. По нашему мнению, не совсем удачно разрешен вопрос условного обозначения охотничьей фауны, изображенной на карте внесмаштабными знаками, представляющими собой геометрические фигуры, внутри которых проставлены цифры. Основной недостаток подобных условных обозначений—отсутствие наглядности, в то время как наглядность важное требование, предъявляемое к картам, предназначенным для широкого круга охотников.

В 1932 г. Фаунистическая конференция Академии наук СССР приняла условные обозначения промыслово-охотничьих животных и птиц, разработанные и предложенные В. Стахровским для карт и планов. Условные знаки представляли собой силуэты животных. Еще раньше было предложено изображать животных геометрическими фигурами—сплошь окрашенными ромбами, прямоугольниками, квадратами и т. д.

Как изображать животных на охотничьих картах в настоящее время? Этот вопрос следует серьезно продумать картографам совместно с охотоведами. Может быть, следует принять за основу условные знаки Стахровского, конечно, с соответствующей доработкой, ибо нельзя изображать сурка большим условным знаком, чем рысь, а белую куропатку больше дрофы, что, к сожалению, имеется у Стахровского.

* В настоящее время границы Московской области в этом районе изменены.

В нашей стране выпускается большое количество различной литературы по охоте, но никакое описание, как бы хорошо оно ни было составлено, не может создать наглядную картину распространения различных зверей и птиц, местонахождения заповедников, путей пролета птиц, расположения зверосовхозов, словом всего, что относится к промысловой, спортивной и научной охоте, какое дает хорошо составленная карта. Вы хотите узнать, где обитают те или иные животные? Можете посмотреть зоогеографическую карту для средней или высшей школы, почитать книги. А разве нельзя создать ряд карт (на одной всего не отобразить), подробно освещающих этот вопрос? У нас имеется большое количество заповедников, проводится большая работа по акклиматизации и реакклиматизации животных (более 30 видов). Отражено ли это на картах?

За последние годы в ряде журналов и газет все чаще и чаще ставится вопрос об улучшении ведения охотничьего хозяйства, о развитии спортивной охоты, о пропаганде культурных методов охоты, об углублении научно-исследовательской работы, о борьбе с браконьерством. Пора серьезно поговорить о картографировании охотничьего хозяйства. Именно карта в значительной степени поможет разрешить стоящие перед ним задачи. Карты помогут при создании государственного перспективного и годового планов акклиматизации пушных зверей и птиц, дадут представление о фауне нашей страны, помогут поднять культуру охоты. Известно, что в ряде таежных и тундровых районов—основных районов добычи пушнины—охотничьи угодья осваиваются лишь на 50 и менее процентов. А что представляют собой в охотничьем отношении неосвоенные районы? Нужно обследовать их, выяснить промысловое значение зверя и птицы, нанести результаты обследования на карту.

Какие же карты можно и нужно создавать? Прежде всего общесоюзные.

Такие карты предназначаются для широкого круга охотников-спортсменов, охотников-профессионалов, любителей природы. Как обзорные и справочные они могут быть использованы охотничьими обществами и различными специалистами, имеющими отношение к охотничьему хозяйству. Поскольку тематика охотничьих карт с охватом всей территории страны весьма разнообразна, можно говорить о масштабе лишь в общих чертах. Для отображения одного-двух явлений, например распространения какого-либо вида животных, можно ограничиться масштабом 1 : 15 000 000 и даже мельче. При отображении комплекса явлений, например расположения заповедников, основных мест гнездования, путей пролета и времени весеннего и осеннего пролета птиц, масштаб берется более крупным: 1 : 8 000 000—1 : 4 000 000. Одним словом, выбор масштаба будет зависеть от характера или количества картографируемых явлений. Говорить о степени нагрузки карт общегеографическими и специальными элементами в данной статье не представляется возможным, так как подобных карт до настоящего времени не издавалось. Выяснение этого вопроса потребует проведения экспериментальных работ. При составлении общегеографической основы можно использовать имеющиеся на территории СССР политико-административные карты, изданные в последние годы. Общегеографическое содержание карты то же самое, что и политико-административных карт СССР. Это значит, что должны быть нанесены (с соответствующим отбором):

1. Г и д р о г р а ф и я: а) береговая линия морей, б) реки, в) пересекающие реки и озера, г) крупные мелиоративные каналы.

2. Р е л ь е ф, который изображается отмывкой.

3. Почвенно-растительный покров: а) крупные массивы лесов, б) болота, в) солончаки, г) пески.

4. Населенные пункты с выделением а) столицы СССР, б) столиц Союзных республик, в) столиц АССР, центров краев и областей, г) центров автономных областей и областей, входящих в состав края, д) прочих городов, е) поселков городского типа, ж) прочих населенных пунктов, з) столиц иностранных государств, и) важных населенных пунктов иностранных государств, к) прочих населенных пунктов. Численность жителей в населенных пунктах показывается величиной кружка.

5. Пути сообщения с выделением а) железных дорог, б) главных безрельсовых дорог, в) прочих безрельсовых дорог, г) каналов судоходных, д) морских рейсов и расстояний в километрах, е) портов.

6. Границы с подразделением на: а) государственные, б) полярных владений СССР, в) союзных республик, г) АССР, краев и областей, д) автономных областей и областей, входящих в состав края, е) национальных округов, ж) иностранных государств.

Специальное содержание союзных карт зависит от их названия. Как пример укажем несколько тем карт союзного масштаба: «Заповедники Советского Союза», серия карт «Сроки охоты» (например, «Сроки охоты на водоплавающую дичь»), «Пути пролета охотничьих птиц и важнейшие места гнездовий», серия карт «Куда поехать на охоту», «Звери и птицы, запрещенные к отстрелу» и т. д. Следует подумать о создании на основе «Карты лесов СССР» масштаба 1 : 2 500 000 карты «Охотничья фауна СССР».

Отсюда ясно, что должно быть отображено на подобных картах:

- 1) заповедники СССР с выделением на врезках важнейших из них,
- 2) указание сроков охоты;
- 3) пути пролета птиц и время пролета;
- 4) наиболее известные охотничьи базы и дома отдыха;
- 5) расположение административных и научных учреждений, имеющих отношение к охотничьему хозяйству;
- 6) звери и птицы, запрещенные к отстрелу;
- 7) звери и птицы, отстреливаемые по лицензии;
- 8) акклиматизация и реакклиматизация животных;
- 9) основные места гнездовий охотничьих птиц;
- 10) места зимовок птиц и другие данные.

На врезках подобных карт можно показать значение различных областей в охотничьем хозяйстве по добываемой ими пушнине, показать, в какие страны идет советская пушнина, плотность расселения охотников, размещение охотничьих собак.

Карты серии «Куда поехать на охоту» следовало бы издать в виде альбома, причем широко использовать обратную сторону каждого листа для текста. Следует сказать, что это не ново и именно так поступают при создании охотничьих карт в США и Канаде*. Как должно быть это отображено?

Этот вопрос требует глубокого изучения с учетом опыта составления как отечественных карт, в какой-то мере отражающих охотничье

* Охотничьи карты США издаются для отдельных штатов, а в Канаде—для отдельных провинций, так как каждый штат в США и каждая провинция в Канаде имеют свои охотничьи законы.

хозяйство или животный мир, так и зарубежных и экспериментальных работ.

Более важным вопросом является создание республиканских, краевых и областных охотничьих карт.

Карты этого типа, составленные в довольно крупных масштабах (от 1 : 600 000 до 1 : 2 000 000), дадут возможность в полной мере отразить охотничье хозяйство.

Основное назначение подобных карт—способствовать упорядочению работы в охотничьих хозяйствах, помочь сотрудникам республиканских главных управлений охотничьего хозяйства и других организаций, связанных с охотничьим хозяйством, в планировании работы. Они помогут пропагандировать культуру охоты, дадут широкие знания о состоянии охотничьего хозяйства на сегодняшний день.

Зная запасы зверя и птицы и имея перед собой их отображение на карте, можно лучше планировать отстрел. Большую услугу окажут подобные карты хозяйственным организациям в деле снабжения охотников-промысловиков необходимыми товарами. Особенно нужна такая карта в северных и таежных районах на производственно-охотничьих станциях для планирования освоения новых охотничьих угодий и обогащения охотничье-промысловой фауны. Одна и та же карта позволит отразить многие статистические данные.

Как и общесоюзные карты, республиканские, краевые и областные должны создаваться на основе изданных в последние годы политико-административных карт, что значительно снизит их себестоимость.

Общегеографические элементы остаются те же самые, что и на политико-административных картах. Степень нагрузки общегеографическими элементами при создании первых подобных карт определяется экспериментально. Фоновую окраску административных единиц следует дать бледными тонами (в этом случае лесные массивы показываются рисунками) или снять совсем, используя фон для показа лесов.

Степень нагрузки специальными элементами зависит от темы карты. В первую очередь следует создавать комплексные охотничьи карты, специальное содержание которых может быть следующее:

1. Основные виды охотничьей фауны с разделением ее на зверей и птиц. Птиц и зверей, запрещенных к отстрелу в республике, крае или области, не отображать, а на полях карты или под нижней рамкой дать таблицу запрещенных к отстрелу животных;

2. Границы заповедников. Площадь заповедников следует окрашивать сплошным красным цветом. Животный мир заповедников на охотничьих картах показывать не следует, но желательно отразить его на туристских картах;

3. Границы запретных зеленых зон, которые следует четко выделить. Животный мир в пределах зеленых зон также показывать не следует;

4. Границы заказников. В тексте, которому на охотничьих картах нужно уделить особое внимание и широко использовать его под нижней рамкой и на обороте, указать сроки, на которые установлен заказник на данной территории;

5. Границы территорий, выделенных для натаски и нагона собак. В тексте указать, на какое время выделена данная территория;

6. Границы приписных охотничьих хозяйств. В центре участка проставить условный номер, присвоенный тому или

ному хозяйству. Шрифтом вразрядку дать название охотничьих хозяйств;

7. Границы егерских участков. Учитывая большое количество условных знаков границ как административных, так и специальных, административные границы следует давать без окантовки. При оформлении основное внимание уделяется специальным границам, которые четко выделяются, а в текстовой части описываются;

8. Охотничьи базы и дома отдыха. Отразив принадлежность их обществу, необходимо показать имеющееся на базе число весельных и моторных лодок, посадных уток, легавых и гончих собак. В тексте следует указать адреса егерьей;

9. Различные организации, имеющие отношение к охотничьему хозяйству:

- а) управления охотничьих хозяйств и заповедников,
- б) правления охотничьих обществ,
- в) пункты по приему пушнины,
- г) охотничьи магазины;

10. Зверосовхозы и зверофермы;

11. Охотничьи стенды и другие данные.

Заслуживает внимание создание карт с узкой охотничьей темой, например: «Карта летне-осенней охоты», «Карта зимней охоты», «Звери и птицы, запрещенные к отстрелу», «Куда поехать на охоту» и т. д.

Большую пользу охотнику оказали бы бланковые карты, отпечатанные в бледных тонах, на которых охотник мог бы наносить свои наблюдения, маршруты поездок, отмечать все то, что он сочтет нужным.

Составление первых союзных, республиканских, краевых и областных охотничьих карт указанных масштабов будет отличаться от общепринятого порядка составления специальных карт. Как уже говорилось выше, основой для составления карт должны служить политико-административные карты, изданные в последние годы. На совмещенный штриховой оттиск этих карт, отпечатанный синей краской, наносят всю спецнагрузку. Только после этого редактор, помня о том, что именно спецнагрузка является главной для потребителя, сможет судить о степени нагрузки общегеографическими элементами и дать соответствующие указания по их составлению. Составление первых карт обычным порядком, т. е. составление первоначально общегеографических элементов, а затем уже на их основе составление спецнагрузки, может привести к перенагрузке, а следовательно, к плохой читаемости карты.

Особая роль отводится картам масштаба 1 : 10 000—1 : 100 000. Умело используя такую карту, любое охотничье хозяйство сможет значительно улучшить эксплуатацию относящейся к нему территории. Подобные карты должны носить оперативный характер. С их помощью удобно вести учет зверей и птиц, бобровых поселений, обнаруженных лисьих и барсучьих нор, планировать воспроизводство охотничьего фонда.

Необходимы также планы водоемов с указанием глубины промерзания, которые особенно важны при планировании эксплуатации ондатровых хозяйств. Нанеся на план кормовые участки, легко подсчитать предельное количество могущих прокормиться животных, а также выход пушнины с 1 га. Нанесение на карту кормовых участков играет большую роль и при расселении бобров. Создание охотничьих карт подобных масштабов наиболее просто. Так как такие карты не предназначены для широкого пользования, то по мере необходимости они могут создаваться

путем нанесения соответствующей спецнагрузки на листы изданных топографических карт.

Здесь стоит вопрос о разработке единых специальных условных обозначений, обязательных к применению на всех картах, отражающих охотничье хозяйство нашей страны.

Следует уделить внимание и созданию хороших карт-схем, издавая их как отдельно, так и в качестве приложений к литературе по охоте, в частности к журналу «Охота и охотничье хозяйство», имеющему тираж 150 000 и доступному для каждого охотника.

Можно было бы указать еще ряд возможностей использования карт в охотничьем хозяйстве; но достаточно и сказанного, чтобы понять, какую огромную помощь в его развитии окажет широко поставленное картографирование.

В журнале «Охота и охотничье хозяйство» № 1 за 1955 г. в статье «Строго охранять государственный охотничий фонд» заместитель начальника Главного управления охотничьего хозяйства заповедников при Совете Министров РСФСР Н. Круторов пишет: «Надо пересмотреть вопросы организации охотничьих угодий, покончить с обезличкой в использовании их. Организации, пользующиеся угодьями, должны нести ответственность за сохранность диких зверей и птиц, за воспроизводство их запасов». В том же журнале № 1 за 1957 г. в редакционной статье говорится о необходимости проведения охотоустроительных работ, о разработке методов оценки охотничьих угодий и учета охотничье-промысловой фауны, о расширении воспроизводства и биотехнических мероприятий.

Нужно ли доказывать, что для проведения всего этого в жизнь нужны хорошие карты?

Главные управления охотничьего хозяйства и заповедников, созданные при Совете Министров ряда республик, должны всерьез заняться вопросами картографирования хозяйства. Решить их можно только при совместной работе специалистов по охотничьему хозяйству и квалифицированных картографов, учитывая, что большие задачи чашей науки должны решаться совместными усилиями специалистов разных отраслей.

СБОРНИК СТАТЕЙ ПО КАРТОГРАФИИ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

Выпуск 10

1958 г.

В. И. Резникова

ПРОПАГАНДИСТСКО-АГИТАЦИОННЫЕ КАРТЫ

Пропагандистско-агитационные карты создавались на каждом выдающемся этапе развития Советского социалистического общества *. Особенно много их было издано Главполитпросветом с 1923 по 1927 г., а также в связи с первым пятилетним планом народнохозяйственного развития СССР. Однако анализ этих карт показывает, что ни одно картографическое учреждение не занималось систематически разработкой пропагандистско-агитационных карт. Они издавались различными учреждениями и не представляют единства ни по содержанию, ни по оформлению. Значительная часть их—грубые схематические карты, лишенные не только математической основы, но даже необходимых общегеографических элементов.

Выделение пропагандистско-агитационных карт в особую группу карт по назначению и выявление разнообразных по содержанию (специализации) типов их вызывает необходимость прежде всего разработать требования, на основе которых следует их создавать, а также разрабатывать основные вопросы составления и оформления этих карт.

Большое количество изданных пропагандистско-агитационных карт не отвечает тем требованиям, которые, на наш взгляд, следует предъявлять к данному типу карт.

Требования к пропагандистско-агитационным картам

Создание пропагандистско-агитационных карт определялось и определяется задачами пропаганды и агитации в области политического, хозяйственного и культурного строительства нашей страны.

Пропагандистско-агитационные карты предназначены для разъяснения широким массам трудящихся задач, которые выдвигают КПСС и Советское правительство на том или ином этапе развития советского социалистического общества и строительства коммунизма и служат средством мобилизации масс на успешное выполнение и перевыполнение этих задач.

Пропагандистско-агитационные карты, таким образом, отражают политическое значение происходящих событий. Поэтому требования, предъявляемые к данным картам, определяются задачами политической пропаганды и агитации.

Прежде всего эти карты должны правильно отражать марксистско-ленинские идеи, заложенные в решениях пленумов ЦК и съездов КПСС и постановлениях Советского правительства, и своевременно создаваться. Недопустимо отставание их от политических задач сегодняшнего

* Обзор пропагандистско-агитационных карт, изданных в годы Советской власти, приведен в «Сборнике статей по картографии». Вып. 8, 1955, стр. 19—28.

дия—карты эти должны издаваться оперативно и именно тогда, когда в них появляется острая необходимость. При разработке пропагандистско-агитационных карт следует иметь в виду, что не каждая, например, историческая или экономическая карта предназначается для политической пропаганды и агитации. Когда на исторической карте подчеркивается грандиозность и решающее значение каких-нибудь исторических или историко-революционных событий, тогда этой карте придается пропагандистско-агитационное назначение. Если на экономической карте сопоставляются объекты (показатели) на две или несколько дат (периодов), например дореволюционные и современные, в настоящем пятилетнем плане и предыдущем, либо показывается перспектива развития (новостройки и др.), экономической карте придают пропагандистско-агитационное значение.

К пропагандистско-агитационным картам следует предъявлять также особые научно-технические требования. Здесь имеется в виду специальная разработка вопросов генерализации, содержания и оформления в соответствии с назначением и типом данных карт. Пропагандистско-агитационная карта должна отображать самое главное, существенно важное. Содержание и степень нагрузки ее должны строго соответствовать назначению. Карта должна содержать: математические элементы с необходимым отбором и обобщением, основные общегеографические элементы и в зависимости от тематики те или иные «специальные показатели». Некоторые общегеографические элементы показываются, конечно, не на всех картах, например на политических картах не дается рельеф и почвенно-растительный покров. Также неодинакова полнота и подробность изображения общегеографических элементов для разных по специализации, территориальному охвату и масштабу пропагандистско-агитационных карт. Отображение общегеографических элементов тесно увязывается с особенностями отображаемых событий (явлений) и устанавливает связь их с общими природными условиями картографируемой территории. Вопросы отбора как общегеографических элементов, так и «специальных» элементов содержания карты и объектов по каждому элементу приобретают очень большое значение.

Содержание пропагандистско-агитационных карт должно быть не только правильным, но и доходчивым, острым. Поэтому отбор содержания должен сочетаться с выбором такого способа изображения, который обеспечит выразительность и наглядность карты. При этом следует учитывать, что необходимо избегать большого числа разных по виду и цвету условных знаков и фоновых красок, отображающих различные показатели.

При разработке пропагандистско-агитационных карт большое внимание надо обращать на картографические материалы, статистические данные, историческую документацию и другие материалы, которые могут быть использованы при создании карты. Все материалы должны быть тщательно проверены.

Типы пропагандистско-агитационных карт

Пропагандистско-агитационные карты охватывают обширную область специальных карт, и тематика их может быть самой разнообразной. При группировке этих карт прежде всего важна историческая рубрикация, так как содержание данных карт определяется теми задачами политической пропаганды и агитации, которые возникают на том или ином историческом этапе. Поэтому мы предлагаем все пропагандистско-агитационные карты делить на две основные группы:

I. Карты, отображающие исторические и историко-революционные события;

II. Карты, отображающие современное государственное устройство, экономику и культуру СССР и зарубежных стран, а также международные отношения.

В свою очередь, эти основные группы делятся на подгруппы по содержанию с учетом территориального признака. Приводим предлагаемое деление пропагандистско-агитационных карт:

I. Карты, отображающие исторические и историко-революционные события:

а) карты, отображающие исторические и историко-революционные события в России;

б) карты, отображающие историю СССР (после Великой Октябрьской социалистической революции);

в) карты, отображающие историю мирового хозяйства;

г) карты, отображающие историю международного революционного движения;

II. Карты, отображающие современное государственное устройство, экономику и культуру СССР и зарубежных стран, а также международные отношения:

A. Карты, отображающие строительство коммунизма в СССР;

B. Карты, отображающие современное государственное устройство, экономику и культуру зарубежных стран:

1) стран народной демократии;

2) капиталистических стран.

Рассмотрим в отдельности каждую группу карт.

I. Пропагандистско-агитационные карты, отображающие исторические и историко-революционные события

Историческим и историко-революционным событиям посвящены многие карты из серий наглядных пособий, изданных Главполитпросветом.

Отдельные карты по истории мирового хозяйства создавались и в последующие годы.

В Большом советском атласе мира (том I, 1937 г. издания) впервые были разработаны карты, связанные с учением В. И. Ленина об империализме. В числе этих карт:

Политическая карта мира 1783 г. (масштаб 1 : 80 000 000),

Раздел мира 1784—1876 гг.,

Раздел мира 1877—1914 гг. (масштаб 1 : 80 000 000),

Соперничество главных империалистических держав накануне войны 1914—1918 гг.

Однако эти карты не стали достоянием широкого круга читателей. Они имели бы огромное пропагандистско-агитационное значение, если бы были созданы в виде стенных карт значительно более крупного масштаба.

Различными организациями издавались стенные и настольные карты, посвященные революционным событиям в России. Высшая партийная школа при ЦК КПСС создала ряд карт-плакатов. Наиболее полноценные карты были изданы Главным управлением геодезии и картографии (ГУГК), например «Великая Октябрьская социалистическая революция и триумфальное шествие Советской власти», «Гражданская война в СССР в 1918—1922 г.» и др.

Вопросам международного революционного движения посвящены некоторые карты в атласах. Так, в Атласе новой истории, часть II, 1954 г. издания, помещены карты «Первая русская революция и революционное движение на Западе и Востоке» (масштаб 1 : 25 000 000) и «Революционное движение в Европе под влиянием Великой Октябрьской социалистической революции» (масштаб 1 : 6 000 000).

Изображение этих революционных событий на стенных картах представило бы огромный интерес для лекционно-массовой работы.

Создание стенных пропагандистско-агитационных карт, отображающих исторические и историко-революционные события,—насуущая необходимость. Особое внимание при этом надо направить на пропаганду исторических побед СССР в социалистическом строительстве.

II. Карты, отображающие современное государственное устройство, экономику и культуру СССР и зарубежных стран, а также международные отношения

А. Карты, отображающие строительство коммунизма в СССР

Пропагандистско-агитационные карты, посвященные коммунистическому строительству в СССР, настолько разнообразны по тематике, что их следует разделить на карты посвященные:

- государственному устройству;
- хозяйственному строительству;
- культурному строительству;
- международным отношениям.

Карты, отображающие государственное устройство. Вопросы внутренней политики СССР очень слабо отражены на стенных картах. Им посвящены только отдельные схематические карты, например «СССР—великое братство народов», «Карта-схема избирательных округов по выборам в Верховный Совет РСФСР».

До сих пор не создана карта государственного устройства СССР, в которой крайне нуждаются как пропагандисты, так и агитаторы.

Карты, отображающие хозяйственное строительство. Экономические карты занимают одно из важнейших мест среди пропагандистско-агитационных карт, так как на них отображаются как перспективы народнохозяйственного развития, так и фиксируются определенные этапы выполнения государственных планов. Поэтому они служат важным средством разъяснения широким слоям населения задач коммунистического строительства и средством мобилизации трудящихся на выполнение и перевыполнение народнохозяйственных планов.

Картографирование социалистической экономики ведется главным образом по основным отраслям народного хозяйства: промышленности, сельскому хозяйству и транспорту. Экономические карты наглядно изображают размещение существующих и вновь проектируемых промышленных предприятий, развитие сельского хозяйства и путей сообщения. Еще по инициативе В. И. Ленина была издана «Схематическая карта электрификации России», призванная разъяснять широким массам трудящихся грандиозный план электрификации России (ГОЭЛРО). Большую роль сыграли карты в популяризации пятилетнего плана развития народного хозяйства СССР в 1929/1930 гг. Значительно меньше карт появилось в связи со вторым и третьим пятилетними планами. А в после-

военные годы только отдельные карты посвящаются хозяйственному строительству СССР, да и то главным образом в атласах, тогда как в отчетном докладе ЦК КПСС XX съезду партии указано: «Ныне, в условиях борьбы нашего общества за высокую производительность труда, за решение основной экономической задачи СССР, на первый план выступают экономическая сторона теории марксизма, вопросы конкретной экономики». В связи с этим пропагандистско-агитационные карты должны сыграть важную роль в популяризации решений XX съезда КПСС, в мобилизации советского народа на выполнение и перевыполнение шестого пятилетнего плана. На картах должны найти отражение такие вопросы: тяжелая индустрия как основа социалистической экономики; советское машиностроение как основа технического прогресса всех отраслей народного хозяйства; электрификация народного хозяйства СССР; гидротехническое строительство в СССР; подъем производства предметов народного потребления и др. Важнейшее государственное дело—освоение целинных и залежных земель—также не отражено на картах. Из сельскохозяйственных карт большой интерес представляют карты, отражающие передовой опыт получения высоких урожаев, высоких показателей животноводства; продвижение посевов кукурузы в новые районы и ряд др. Большой интерес могут представить карты, посвященные правильному географическому размещению производительных сил нашей страны, на что обратил внимание как июльский пленум ЦК КПСС, так и XX съезд КПСС.

Карты, отображающие культурное строительство, почти не издавались. Можно назвать только отдельные примеры настольных карт—«Карту грамотности Европейской части СССР», изданную Рабочим обществом «Смычка города с деревней»; карту «Высшие учебные заведения и важнейшие научные учреждения СССР» из Географического атласа СССР для 7-го и 8-го классов средней школы издания 1954 г.

Тематика стенных карт культурного строительства может быть разнообразна. Основными направлениями должны являться:

- а) отражение на картах культурного уровня населения и перспективы его роста;
- б) отражение размещения и развития сети учебных, научных и культурно-просветительных учреждений.

Карты, отображающие международные отношения. Данный тип карт является наименее разработанным. Небольшое количество карт, посвященных вопросам внешней политики СССР, было издано Главполитпросветом (например, «Как поделен мир», «Монгольская Народная Республика»).

Создание карт по вопросам внешней политики СССР и международным отношениям должно вестись по следующим направлениям:

- а) отображение на картах политических событий в зарубежных странах, например борьба государств за национальную независимость и образование новых демократических республик. Как отметил XX съезд КПСС, происходящий распад колониальной системы империализма является всемирно-историческим событием послевоенного периода. Поэтому отображение на политических картах мира групп государств или отдельных стран этих событий представит большой интерес для лекционно-массовой работы;

- б) отображение на картах роста международного сотрудничества (экономические и культурные связи с зарубежными странами). В тематику этих карт можно было бы, например, включить карту «Внешне-

торговые связи СССР»; карты, посвященные обмену делегациями между СССР и зарубежными странами; карты научного сотрудничества, например в связи с проведением Международного Геофизического года и др.

Б. Карты, отображающие современное государственное устройство, экономику и культуру зарубежных стран

Карты, отображающие строительство социализма в странах народной демократии. Создание карт, посвященных достижениям стран народной демократии в строительстве социализма, имеет очень важное значение. На XX съезде КПСС было отмечено: «Советский Союз будет всемерно расширять сотрудничество со странами народной демократии в области наиболее рационального использования в общих интересах экономических ресурсов и производственных мощностей путем координации развития отдельных отраслей народного хозяйства, специализации и кооперирования производства, а также путем обмена научно-техническими достижениями и передовым опытом» («Директивы XX съезда КПСС по шестому пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР»). Отражение этих вопросов на пропагандистско-агитационных картах представит большой интерес для лекционно-массовой работы.

Карты, отображающие государственное устройство, экономику и культуру капиталистических государств. Примерами изданных карт могут служить: карта «Иностранные капиталы, вложенные в Канаду, Южную и Карибскую Америку, Китай и Индию», «Узлы конфликтов капиталистического мира. Европа» и некоторые др. В Большом советском атласе мира, том I, были помещены карты, разработанные по указаниям В. И. Ленина в письме к М. П. Павловичу: «Карта финансовой зависимости стран капиталистического мира. Вывоз капитала» (масштаб 1 : 80 000 000); «Карта финансовой зависимости стран капиталистического мира. Сферы приложения капитала» (масштаб 1 : 80 000 000) по данным 1935 г.; «Карта рынков сбыта империалистических держав и карта рынков сырья империалистических держав» (масштаб 1 : 80 000 000) по данным 1935 г.

Создание стенных пропагандистско-агитационных карт, посвященных вопросам экономического положения в странах капитала и дальнейшего обострения противоречий капиталистической системы, представляет огромный интерес для лекционно-массовой работы.

Составление и оформление стенных пропагандистско-агитационных карт

Как известно, создание карты начинается с редакционно-подготовительных работ, которые включают: сбор, анализ и оценку картографических материалов; изучение территории и всех картографируемых явлений, событий или объектов; составление программы карты. Их проводит редактор после получения задания на карту, в котором обычно указывается название, назначение и масштаб будущей карты.

Сбор, систематизация и оценка источников для составления карты; изучение картографируемой территории и картографируемых явлений, событий или объектов дает возможность редактору разработать задание на авторский макет (оригинал). В этом задании указывается: масштаб карты; ее компоновка; размер по внутренним рамкам; формат бумаги; проекция; частота градусной сетки; перечень всех элементов содержания; указываются материалы, по которым наносятся те или иные эле-

менты и характер обобщения и отбора их; приводятся списки населенных пунктов или указываются материалы, с которых они берутся; границы— на какой год показываются и по каким материалам; списки названий элементов гидрографии, административных единиц и другие; цвета штриховых элементов и фоновые краски и т. п. Таким образом, даются вполне конкретные указания по всем вопросам содержания и оформления карты. К заданию на авторский макет (оригинал) прилагаются: макет компоновки, таблица условных знаков, которые окончательно отрабатываются в процессе создания макета, а также вместо списков тех или иных элементов (или в дополнение к ним, макеты отбора гидрографии, границ, путей сообщения, «специальной нагрузки», населенных пунктов и др. с указанием материалов, по которым они должны наноситься. Авторский макет (оригинал) готовит художник-картограф под руководством редактора. После того как авторский макет пройдет рецензию и будут исправлены замечания рецензентов, редактор приступает к разработке программы карты (иногда после рецензирования возникает необходимость создать заново авторский макет в соответствии с указанием рецензентов).

В программе карты наиболее подробно редактор освещает такие вопросы, как назначение карты; математическая основа; содержание и оформление; генерализация элементов содержания; картографические и другие материалы и их использование; технология составления и подготовки карты к изданию.

О размерах, масштабах, проекциях и компоновке карт

Для стенных пропагандистско-агитационных карт важное значение имеет формат. Формат карт, как известно, взаимосвязан с территориальным охватом, масштабом и компоновкой, поэтому предложить строго определенный формат мы не можем. Однако опыт пропагандистской работы показывает, что выбор размера стенной карты должен определяться возможностью полного восприятия содержания карты по всей площади на значительном расстоянии от нее. Расстояние же зависит от аудитории, где будет использоваться карта. Это может быть, например, небольшой красный уголок или большой лекционный зал. Для удобства пользования карты должны иметь небольшое число листов или быть однолистными.

Для пропагандистско-агитационных карт используются самые разнообразные масштабы. Деление этих карт по масштабу находится в тесной связи с территориальным охватом. Мелкие масштабы применяются для мировых карт; для карт, отображающих группы государств или отдельные государства, могут также выбираться мелкие масштабы. Для показа отдельных небольших государств, для отдельных административных единиц внутри государств (в СССР—республики, области, края) служат среднемасштабные карты. И, наконец, крупномасштабные карты могут создаваться для изображения небольших районов, для отдельных городов и др.

Проекция следует выбирать с учетом требований, предъявляемых к картам, предназначенным для широкого круга читателей. Для пропагандистско-агитационных карт первостепенное значение имеет выразительность и наглядность изображения, а также возможность проведения по ним сопоставления и некоторых измерений (например, площадей и расстояний). В последнем случае следует выбирать проекции, возможно меньше искажающие площади и длины. Большое значение при этом приобретает компоновка, так как в зависимости от тематики карты

появляется необходимость показать наиболее целесообразно ту или иную группу стран, страну или ее часть.

Карты, охватывающие очень большие части земной поверхности (группы материков и океанов, полушария, мир в целом), вызывают особые трудности при выборе проекции и компоновки с учетом их назначения и содержания. Так, например:

а) на картах, отображающих империалистический раздел и передел мира, необходимо полное или хотя бы приближенное сохранение пропорциональных площадей. Кроме того, на них не должно быть повторяющихся участков;

б) на картах, отображающих связи между народами, коммуникации и т. д., приходится частично вводить повторяющиеся участки; на этих картах необходимо цельное изображение не только материков, но и океанов для того, чтобы ясно и наглядно представить морские и воздушные пути. Долгота среднего меридиана на различных картах выбирается разной в зависимости от того, какие именно пути (линии коммуникаций) желательно представить цельно.

В ЦНИИГАиК для политической карты мира были разработаны псевдоцилиндрическая проекция ЦНИИГАиК (Г. А. Гинзбург) и поликоническая проекция ЦНИИГАиК (Г. А. Гинзбург). В этих проекциях и компоновка дана в соответствии со значением СССР в мире. Показана связь нашего государства (коммуникации) на материках и через океаны с государствами в западном и восточном полушарии. На карте сохранено привычное для читателей расположение материков; перекрывающиеся участки даны с тем, чтобы показать цельно Тихий и Атлантический океаны;

в) в некоторых случаях в соответствии с тематикой желательно представить изображение всей земной поверхности или больших ее частей с сохранением шарообразности (сферичности), тогда карты должны включать полярные районы. Примером такой карты служит «СССР на карте мира» из атласа для 7-го и 8-го классов средней школы, изданного в 1954 г. Она охватывает до трех четвертей земной поверхности и имеет очень удачную компоновку. Так как центральной точкой выбрана Москва, то территория СССР размещена в средней части карты и нетрудно установить связь Советского Союза с зарубежными странами и определить удаленность от Москвы тех или иных пунктов.

Требованиям наглядности и выпуклости изображения на мелкомасштабных картах удовлетворяют некоторые виды азимутальных проекций. Большое распространение получила ортографическая проекция, которая может охватить целое полушарие (однако в крайних периферических частях карты площади и очертания материков и океанов в этой проекции искажаются до неузнаваемости).

В 1944—1945 гг. в ЦНИИГАиК были предложены другие виды азимутальных проекций, допускающие увеличение размеров поля карты за пределы полушария, при сохранении впечатления выпуклости. Исследования, проведенные в ЦНИИГАиК, показали также, что для карт частей земной поверхности меньше полушария подходит не ортографическая, а другие перспективные проекции, которые позволяют получить более выразительные изображения и с меньшими искажениями.

Для усиления эффекта выпуклости используют ряд дополнительных приемов. Разносторонне применяется ракурс: придают картам формы кругов и овалов; сгущают сетки; используют также художественно-графические приемы (цветной фон, оттенки, блики, отмывку и др.). Эти дополнительные приемы очень важны на картах, охватывающих части

земной поверхности, значительно меньшие полушария, на которых особенно трудно добиться желаемого эффекта сферичности одним лишь рисунком сети меридианов и параллелей.

Иногда важно придать изображению свойства перспективности с показом более крупным планом участков, на которых происходили события, и более мелко—на заднем плане. Такого рода основы разработаны В. Д. Таичем*.

На картах, изображающих всю территорию СССР, как обычно используют прямые конические равнопромежуточные проекции В. В. Каврайского и Ф. Н. Красовского.

В ряде случаев важно, чтобы в состав изображаемой области вошел весь или большая часть полярного района. В некоторых случаях для карт, предназначенных для демонстрации в больших аудиториях, необходимо параллели изображать пологими кривыми. Для этого целесообразно применять косую перспективно-цилиндрическую проекцию М. Д. Соловьева или видоизмененную поликоническую проекцию ЦНИИГАиК.

Для карт, охватывающих пространства такого размера, как материки и меньше (кроме СССР в целом), искажения всех видов в обычно используемых проекциях остаются зрительно незаметными или хотя бы нерезко заметными. Поэтому в большинстве случаев можно непосредственно использовать основы существующих общегеографических карт.

Содержание и оформление пропагандистско-агитационных карт

Содержание каждой географической карты определяется: ее специализацией, назначением, географическими особенностями картографируемой территории и масштабом. Для пропагандистско-агитационных карт все эти факторы важны. Однако наибольшее значение приобретает ее назначение. Содержание карты и нагрузка ее должны строго соответствовать назначению. На этих картах отображаются самые важные события, явления или объекты и при этом отображение общегеографических элементов должно тесно увязываться с особенностями отображаемых «специальных» показателей и устанавливать связь их с общими природными условиями картографируемой территории. Содержание пропагандистско-агитационных карт неразрывно связано с их оформлением. Поэтому отбор содержания должен тесно сочетаться с выбором такого способа изображения, который обеспечит выразительность и наглядность изображения карты.

Роль оформления при создании пропагандистско-агитационных карт чрезвычайно велика. Успех этих карт во многом зависит от того, насколько удачно и доходчиво разрешено оформление. Выделение главных элементов на карте возможно: цветом, рисунком и размером условных знаков. При использовании цвета учитывается контрастность фона и остальной картографической ситуации. Рисунки элементов или объектов даются на карте укрупненными. На многих пропагандистско-агитационных картах, посвященных развитию народного хозяйства, применяются значки-рисунки, в известной мере ассоциирующиеся с отображаемыми объектами. Когда таких значков много и они слабо различаются по цвету, то читатель быстро утомляется от напряжения, так как ему приходится держать в уме легенду, состоящую из большого числа

* В. Д. Таич. Применение перспективных проекций для мелкомасштабных карт. Сборник статей по картографии. Вып. 4. М., Геодезиздат, 1953.

условных знаков. Читатель не может при взгляде на карту составить ясное представление о том, как размещены значки по всей площади карты и оценить количественное соотношение значков. В значительной мере исправляет положение ясная различимость значков по цвету при не очень длинной легенде. При использовании рисунков или каких-либо плакатных изображений очень важно как качество рисунка, так и подбор красок. Художники-картографы, используя богатейшие возможности цвета и рисунка, могут удачно решать вопрос о выделении главного; графические возможности позволяют дать рисунок убедительным, доходчивым, заостренным. Насыщая окраску главных элементов карты и создавая контраст между фоном и этими элементами, художники-картографы заставляют их «звучать» в полную силу. До сих пор далеко не всегда удачно решалось оформление пропагандистско-агитационных карт. Примером может служить карта «Гражданская война в СССР в 1918--1922 годах». Фон карты светло-розовый, стрелы (направления ударов) даны красной краской лишь в самом острие, а в сторону широкого конца они сходятся на нет. Эта стенная карта слабо читается. Цветные (красные и синие) картинные изображения не улучшают и не облегчают восприятия событий в целом. А фигуры, изображающие контрреволюционные силы, вообще издали неразличимы. Недостаточно яркое и ясное оформление этой карты снижает ее значение. То же в значительной мере относится и к карте «Великая Отечественная война Советского Союза», изданной ГУГК. Для карты военных операций следовало лучше использовать цветной контраст—фон дать ахроматическим или близким к нему цветом, а стрелы дать, наоборот, очень чистым красным цветом. Нарастание насыщенности к острию стрелки на таком сером (или почти сером) фоне делает оформление динамичным и живым. Карта невольно приковывает зрителя, и он за короткий промежуток времени постигает сущность изображения.

Заслуживает внимания легенда пропагандистско-агитационных карт. Если легенда на карте приводится, то в ней должно содержаться небольшое число четко различимых и по рисунку, и по цвету условных знаков. При фоновой раскраске (способ картограммы, цветного фона) выбирают хорошо различимую краску или ясно различимые тона одного и того же цвета. При несложной по содержанию карте, оформленной условными знаками, сходными с видом отображаемых объектов, можно легенду не приводить. Однако разработке условных знаков следует уделять очень большое внимание; они должны быть наглядными, доходчивыми и по возможности подобными обозначаемым объектам, достаточно крупными по размеру; обозначения различных объектов должны резко различаться. Самые важные объекты (показатели) следует давать наиболее выразительным рисунком условного знака.

Вопросы генерализации

Общие принципы картографической генерализации полностью сохраняют свою силу и при создании пропагандистско-агитационных карт. Для них, однако, наиболее важной стороной картографической генерализации является отбор элементов содержания карты и отбор объектов по каждому элементу содержания в отдельности. При этом необходимо при отборе исходить из взаимной связи элементов. Отбор и обобщение общегеографических элементов должны строго соответствовать отбору и подробности отображения «специальных» показателей. Вопросы отбора содержания специальных элементов редактор должен согласовывать

со специалистами в той или иной области. Окончательное решение вопросы генерализации элементов содержания карты находят при разработке авторского оригинала. Авторский оригинал дает представление об общей нагрузке карты, о характере изображения элементов ее содержания, об отборе и обобщении их на карте. При этом определяется соответствие карты основному требованию к ней—показать выразительно и наглядно на карте только существенно важное, не допуская ее перегрузки.

Картографические и другие материалы и их использование

Для составления пропагандистско-агитационных карт могут привлекаться общегеографические и специальные карты разных масштабов и различных лет издания; дежурные карты и дежурные материалы по административному делению, путям сообщения, населенным пунктам и другим элементам содержания; дежурные справочники административно-территориального деления, справочники железнодорожных и водных путей сообщения; статистические данные, списки переписи населения, официальные справочные документы, историческая документация; литературные источники; иллюстративные и другие материалы. При создании этих карт могут привлекаться многочисленные рукописные карты из музеев, выставок и др.; схематические карты из альбомов наглядных пособий; схемы из газет и журналов; плакаты. Таким образом, при разработке этих карт следует использовать самые разнообразные материалы.

Технология составления и подготовки карты к изданию

В процессе редакционно-подготовительных работ редактор готовит авторский макет (оригинал), роль которого в создании карты очень велика. Авторский макет воспроизводит вид будущей карты. На нем отображают с необходимым отбором и обобщением все элементы содержания карты, цвета штриховых элементов и фоновые краски. Тщательная отработка авторского макета обеспечивает создание хорошей карты. Поэтому в ряде случаев необходимо готовить несколько вариантов макета. Авторский макет (оригинал) готовят на синем оттиске—фотокопии, полученной с основного картографического материала в масштабе издания карты, либо на синем оттиске—с общегеографической карты, близкой по масштабу и территориальному охвату к составляемой карте. Общегеографические элементы поднимают по синему оттиску, а элементы «специальной» нагрузки, если их также переносят с карты, наносят при помощи проектора или перерисовывают по клеткам. Чаще специальные показатели берут по статистическим данным, литературным источникам либо по каким-нибудь другим материалам. Поэтому отбор «специальных» элементов, их размещение на карте и отбор объектов по каждому элементу требует большой работы и тщательной проверки. Авторский макет обычно рецензируют специалисты той или иной области. Иногда после рецензирования макет делается заново (на производстве второй вариант называют авторским оригиналом, тогда как первый—авторским макетом).

Составительский оригинал готовят в масштабе издания карты или с уменьшением в $1\frac{1}{2}$ —2 раза по методу Г. Н. Башлавиной на синих оттисках, полученных с основного материала составления фотографическим путем. Синие оттиски монтируют на жесткую основу по предвари-

тельно нанесенной на нее картографической сети меридианов и параллелей и внутренним рамкам карты. В ряде случаев можно готовить синие оттиски сразу на жесткой основе. На составительском оригинале поднимают общегеографические элементы по синим оттискам, а для нанесения экономических объектов или исторических событий, или каких-либо иных показателей пользуются проектором; «специальные» показатели переносят с авторского оригинала (иногда со специальных карт). В некоторых случаях может применяться перерисовка по клеткам (если сильно отличаются проекции картографических материалов и составляемой карты или, если перерисовка должна вестись с сильным увеличением или сильным уменьшением).

Издательские оригиналы готовятся в масштабе издания. На жесткой основе получают синие оттиски—фотокопии с составительского оригинала—и на них вычерчиваются все элементы и все зарамочное оформление. Издательских оригиналов готовится два или три (при небольшой нагрузке—один). Штриховой издательский оригинал («оригинал контура») может сочетаться со специальной нагрузкой (цветной); на нем, например, показываются: гидрография, пунсоны населенных пунктов, пути сообщения, подписи гидрографии, все цветные подписи «специальной» нагрузки, элементы «специальной» нагрузки и др. Второй оригинал—шрифтовой издательский оригинал—может сочетаться со специальной нагрузкой, которая печатается черным цветом при издании. Третий—оригинал отмывки рельефа. Этот оригинал создается, конечно, в том случае, если на карте показывается рельеф отмывкой.

С законченных издательских оригиналов готовят совмещенную штриховую пробу карты. По ней проверяют совмещение одних элементов с другими и совмещение штриховых элементов со шрифтами. Если число красок штриховых элементов дано по числу издательских оригиналов, то совмещенный оттиск можно печатать в цветах издания. На совмещенном оттиске штриховой пробы, изготовленном на ватмане или полуватмане, художник-картограф вычерчивает штриховые элементы в цветах издания и делает фоновую раскраску. Красочный оригинал дает полное представление о карте, поэтому на нем важно воспроизвести точно цвета штриховых элементов в сочетании с фоновой раскраской. Если предполагается создание нескольких близких по тематике карт одного и того же масштаба, то лучше на штриховом оригинале дать только общегеографические элементы, а всю «специальную» нагрузку перенести на оригинал шрифта. Тогда штриховой оригинал удобно использовать для составления всех других карт.

* *
*

В данной статье сделана первая попытка разработать основные вопросы составления и оформления стенных пропагандистско-агитационных карт. Дальнейшие исследования в этом направлении будут возможны по мере накопления производственного опыта.

СБОРНИК СТАТЕЙ ПО КАРТОГРАФИИ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЕОДЕЗИИ И КАРТОГРАФИИ
МВД СССР

Выпуск 10

1958 г.

Канд. техн. наук Б. А. Воынский

О МАСШТАБЕ РАЙОННОЙ СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННОЙ КАРТЫ

В настоящее время на территории РСФСР развернуто картографирование сельскохозяйственных территорий, поэтому своевременная разработка типовых масштабов районных сельскохозяйственных карт.

Несмотря на актуальность, эта задача до сих пор не разрешена в специальной литературе.

Сельскохозяйственное картографирование административных районов проводится по материалам землеустройства и других хозяйственных съемок. Геодезической основой должна служить опорная сеть, построенная на территории района по аналитическим данным землеустроительных съемок и опирающаяся на пункты государственной геодезической сети.

Координаты пунктов районной опорной сети должны вычисляться в системе государственной геодезической сети, поверхностью относимости которой служит конформная поперечно-цилиндрическая проекция Гаусса.

В поперечно-цилиндрической проекции Гаусса сохраняется подобие изображаемых контуров и независимость масштаба линий от их направлений в бесконечно малой области карты, прилегающей к изображаемой точке.

В конечной области распространения контура подобие не сохраняется и направления линий искажаются. В конформной поперечно-цилиндрической проекции Гаусса искажения направлений линий малы, поэтому при сельскохозяйственном картографировании они могут не учитываться без ущерба для точности картометрических расчетов.

Искажения длины изображаемой линии, зависящие от положения ее точек относительно осей проекции, более ощутительны и определяют расстояниями текущей точки от оси абсцисс—осевого меридиана 6° зоны. Эти искажения на краю зоны (при $\varphi = 50^\circ$) достигают величины порядка 1 : 2 000 длины линии и должны учитываться при сельскохозяйственном картографировании районов.

Масштаб карты—одна из основных характеристик, определяющих ее полезность. При установлении масштаба следует учитывать: а) целевое назначение карты и полноту ее содержания; б) точность исходных материалов; в) величины площадей и характер конфигураций картографируемых районов и землепользований, в них расположенных; г) формат карты.

Рассмотрим влияние этих условий на выбор масштаба.

На районной сельскохозяйственной карте выполняются следующие картометрические расчеты:

1) вычисление площадей при проектировании землеустройства, учете земель единого государственного земельного фонда и перспектив-

ном планировании развития сельскохозяйственного производства в районе;

2) определение угловых и линейных данных, необходимых при эскизном проектировании дорожной сети, лесозащитных полос, сельскохозяйственных мелиораций и новых границ землепользований;

3) расчеты по использованию и проектированию элементов рельефа при организации работы машинного парка и проведении сельскохозяйственного строительства;

4) работы по установлению пространственных данных при размещении больниц, школ, пунктов ветеринарной и зоотехнической службы.

Во всех случаях районная сельскохозяйственная карта используется в качестве эскизного чертежа, при помощи которого выполняют предварительные и ориентировочные расчеты с точностью, не превышающей графической точности карты.

Полнота содержания предполагает степень отражения на карте минимального контура (детали поверхности), имеющего производственное значение, отсутствие которого приведет к недопустимым просчетам в вычислениях площадей, производимых при помощи районной сельскохозяйственной карты.

С этой точки зрения масштаб должен диктовать производственную полезность карты, определяемую минимальной величиной площади контура, имеющего хозяйственную ценность.

Признавалось, что «площади таких мелких участков... в разных физико-географических зонах редко превышают один гектар» [2].

Практически этим налагается обязательство отражать на районной сельскохозяйственной карте контуры площадью не менее 1 га, имеющие хозяйственное значение в районах интенсивного земледелия (выращивания чая, риса, хлопка, винограда и фруктов) и некоторых естественно-географических зонах полевого земледелия (северо-западные районы РСФСР и районы орошаемого земледелия Заволжья и Северного Кавказа).

Общепризнано мнение [1], [4], [5], что наименьший контур, отражаемый на карте, должен при любом масштабе иметь площадь 4 мм². Эта площадь при масштабе 1 : 50 000 равна 1 га, при масштабе 1 : 75 000—2,25 га и при масштабе 1 : 100 000—4 га.

Эти участки могут быть отражены на сельскохозяйственной карте района, составленной в масштабе 1 : 50 000. На картах районов, составленных в более мелких масштабах, они не отображаются в виде самостоятельных контуров.

Но обособленность и устойчивость существования мелкого производственного контура не имеют будущего. Общая тенденция в вопросе о величинах обрабатываемых массивов определяется уровнем механизации полевых работ, ведущей к трансформации и укрупнению контуров сельскохозяйственных угодий. Учитывая этот процесс, надо признать, что для многих районов площадь минимального хозяйственного контура будет значительно больше 1 га.

Районные сельскохозяйственные карты составляются по данным землеустроительных и других (лесоустроительных, гидротехнических, геологических, городских) съемок, итогом которых являются плановые и картографические материалы, выражаемые в крупных масштабах (1 : 5 000—1 : 25 000), что позволяет создать районные сельскохозяйственные карты в указанных масштабах.

Величина площади района и характер ее конфигурации определяют формат карты, которая для удобства пользования должна иметь опреде-

ленные размеры. Если формат карты полагать одинаковым для различных по величине площади и характеру конфигурации районов, то сохранить его можно за счет различия масштабов, применяемых при составлении сельскохозяйственных карт районов, располагающихся в разных естественно-географических зонах страны.

Средние площади районов Европейской части РСФСР колеблются в пределах от 600 км² (Московская, Тульская области) до 5 000 км² (Молотовская, Чкаловская области) [3].

Конфигурации контуров районов разнообразны. Некоторые районы имеют незначительную площадь, но сильно вытянуты, что также влияет на выбор масштаба.

Однако «коэффициент вытянутости» контуров территории районов, т. е. отношение наибольшей протяженности контура к наименьшей в направлении стран света, имеет достаточно устойчивый предел.

На основании расчетов, выполненных для некоторых районов центральных областей Европейской части РСФСР (Ярославской, Калужской), среднее значение «коэффициента вытянутости» оказалось равным 1,4. Есть основание полагать, что для большинства районов Европейской части РСФСР среднее значение «коэффициента вытянутости» близко к 1,5.

Формат карты определяет наглядность обозрения изображенных на ней объектов. Районная сельскохозяйственная карта должна быть настольной и однолистной, но в отдельных случаях можно допускать карты, склеенные из двух листов.

Целесообразно карту размещать на одном стандартном листе флатовой картографической бумаги, максимальный размер которого 82×110 см.

В границах области отдельные районы, рассматриваемые как хозяйственные и административно-территориальные единицы, равноценны, поэтому целесообразно иметь сельскохозяйственные карты районов, построенные в одном масштабе.

Единство масштаба обеспечит однотипность работ по построению районных опорных сетей, по составлению и изданию карт, по унификации условных знаков, а также упростит расчеты при сопоставлении и группировке аналогичных территориальных данных по всем районам области.

Для расчета масштаба картографирования в зависимости от принятого формата карты и максимальной протяженности контура района по широте (долготе) уместно воспользоваться формулой, предложенной проф. В. И. Суховым [4],

$$M = \frac{1}{l:k-s}$$

в которой M —масштаб карты; l —протяженность района по широте (долготе) в сантиметрах; k —формат картографической бумаги в сантиметрах и s —поля карты с надписями и оформлением в сантиметрах.

Если взять лист наибольшего формата стандартной картографической бумаги (82×110 см), то, определяя масштаб сельскохозяйственной карты районов Ярославской области (средняя площадь района $Q=1\,230$ км² и «коэффициент вытянутости» $q=1,4$), максимальная протяженность которых в 50 км, найдем

$$M = \frac{1}{5\,000\,000:(110-4)} = \frac{1}{47\,170} \approx \frac{1}{50\,000}$$

На основании данных о протяженности районов Ярославской области можно заключить, что 17 районов из 29 сельскохозяйственных карт при построении их в масштабе 1:50 000 можно разместить на одном стандартном листе флатовой картографической бумаги формата

82×110 *см* или на одном стандартном листе меньшего формата. Сельскохозяйственные карты 12 районов этой области при построении их в масштабе 1 : 50 000 нельзя разместить на одном стандартном листе.

Вопрос о масштабе карт этих районов можно решать двояко: 1) картографировать их в более мелком масштабе (1 : 75 000), что даст возможность разместить карты на одном стандартном листе; 2) принять и для них масштаб 1 : 50 000, но строить сельскохозяйственные карты на двух стандартных листах, с последующим их склеиванием.

Для получения высокой точности, обеспечения полноты содержания и сохранения единства масштаба сельскохозяйственных карт всех районов области следует и указанные крупные районы картографировать в масштабе 1 : 50 000.

Для наиболее крупного по протяженности Подшехонь-Володарского района Ярославской области (66×51 *км*) контур карты, составленной в масштабе 1 : 50 000, будет иметь размеры с учетом полей и рамки 136×106 *см*, и она может печататься на двух стандартных листах флатовой картографической бумаги формата 72×110 *см* с последующим отклеиванием.

Если необходимо иметь карту однолистной, то 12 крупных районов Ярославской области нужно печатать на рулонной картографической бумаге, максимальная ширина которой 138 *см*.

Помимо сказанного, выбор масштаба обуславливается характером естественно-географического ландшафта территории, заключенной в контуре картографируемого района (гидрографией, рельефом, растительным покровом, почвенными разностями).

Исходя из рассмотренных условий выбора масштаба, попытаемся наметить типовые масштабы сельскохозяйственного картографирования районов применительно к различным естественно-географическим зонам Европейской части РСФСР. Следует указать, что речь идет о типовых масштабах основных сельскохозяйственных карт районов, отражающих преимущественно межхозяйственное устройство социалистических сельскохозяйственных предприятий.

Составление специальных сельскохозяйственных карт районов предъявит при выборе масштаба картографирования ряд дополнительных требований.

Типовыми масштабами районных сельскохозяйственных карт надо считать 1 : 50 000 и 1 : 100 000. Масштабы 1 : 25 000 и 1 : 75 000 не следует рекомендовать в качестве типовых по следующим соображениям: а) несмотря на большое различие в площадях и конфигурациях районов, а также в характере ландшафта Европейской части РСФСР, шкала типовых масштабов сельскохозяйственных карт районов должна быть мало-ступенчатой, что обеспечит стандартизацию и упростит процессы картографирования; б) промежуточные масштабы неудобны при пересчетах данных, снятых с карты, в натуральную меру, затрудняют картометрические вычисления, выполняемые работниками сельского хозяйства (агрономами, председателями колхозов).

В масштабе 1 : 50 000 целесообразно картографировать районы центральных и северо-западных областей Европейской части РСФСР, расположенных к западу от Волги, между 50 и 60 параллелями (Владимирской, Московской, Рязанской, Смоленской, Калининской, Великолукской, Псковской, Новгородской и др.).

В масштабе 1 : 100 000 должны картографироваться районы северной, восточной и южной зон Европейской части РСФСР, расположенные севернее 60 параллели, южнее 50 параллели и восточнее Волги (Архан-

гельская, Вологодская, Костромская, Кировская, Молотовская, Чкаловская, Сталинградская области, Ставропольский и Краснодарский края и т. д.).

В первой группе областей средние площади районов колеблются от 600 км² до 1 500 км², а площади отдельных землепользований от 1 500 до 3 000 га [3].

Во второй группе областей средние площади районов располагаются в интервале от 2 000 до 5 000 км², а площади землепользования от 2 000 до 5 000 га [3].

Приведенная классификация областей по масштабам сельскохозяйственного картографирования их районов относительная. Она выражает лишь общую закономерность, определяющую подход к выбору масштаба картографирования. Фактические обстоятельства картографирования пригородных районов могут определить масштаб сельскохозяйственной карты района 1 : 25 000, тогда как картографирование крупных и малоосвоенных районов Архангельской, Вологодской и Кировской областей будет целесообразно производить в масштабе 1 : 200 000.

Кроме того, в каждой области могут быть районы, выбор масштаба сельскохозяйственного картографирования которых должен решаться в индивидуальном порядке, учитывая специфические особенности района. Но это должно рассматриваться как исключение из общего порядка, изложенного выше.

ЛИТЕРАТУРА

1. Егоров А. М., Маслов А. В. и Шеллапутин А. И. Выбор масштабов топографических съемок при землеустройстве. М., 1936.
2. Маслов А. В. Влияние погрешности измерений на точность определения площадей участков при землеустройстве. Диссертация, М., 1952.
3. Прокофьев Ф. И. Земельно-хозяйственные карты СССР. Диссертация. М., 1952.
4. Сухов В. И. О новом типе районной карты. Труды ЦНИИГАиК. Вып. 55. М., 1949.
5. Юровский Я. И. Сельскохозяйственные карты административных районов. Сборник статей по картографии. Вып. 9. М., 1956.

СОДЕРЖАНИЕ

Никишов М. И. О методике построения областных сельскохозяйственных карт	3
Гараевская Л. С. Некоторые вопросы руководства работами по специальным картам	19
Юровский Я. И. Комплексное крупномасштабное сельскохозяйственное картографирование административных районов	23
Билич Ю. С. К совершенствованию политико-административных карт СССР	31
Солдаткин Е. И. К вопросу картографирования охотничьего хозяйства	43
Резникова В. И. Пропагандистско-агитационные карты	51
Волынский Б. А. О масштабе районной сельскохозяйственной карты	63

Sanitized Copy Approved for Release 2010/04/21 : CIA-RDP80T00246A045400220001-3

STAT

ЦЕНА 4 руб.